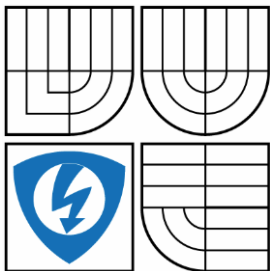


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

FREKVENČNÍ METODA IDENTIFIKACE PARAMETRŮ MOTORU

FREQUENCY METHOD FOR MOTOR PARAMETERS IDENTIFICATION

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Martin Zimmert

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Lukáš Pohl, Ph.D.

BRNO 2016

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Automatizační a měřicí technika**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Martin Zimmert

ID: 164443

Ročník: 3

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Frekvenční metoda identifikace parametrů motoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Zpracujte rešerši o neparametrické metodě identifikace využívající rozšířenou frekvenční analýzu.
2. Upravte rozšířenou frekvenční analýzu pro identifikaci elektrických pohonů.
3. Simulačně ověřte metodu rozšířené frekvenční analýzy na modelu elektrického pohonu.
4. Experimentálně ověřte metodu rozšířené frekvenční analýzy na reálném elektrickém pohonu v různých pracovních bodech.
5. Vyhodnoťte přesnost metody rozšířené frekvenční analýzy vzhledem k nastavení parametrů identifikace.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Soderstrom T., Stoica P.: System Identification, Uppsala 2001.

Ljung L.: System Identification: Theory for the User, University of Linköping, Sweden 1989.

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 23.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Lukáš Pohl, Ph.D.

Konzultant bakalářské práce:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá vylepšenou frekvenční metodou identifikace parametrů motoru. Cílem práce je získat přehled o problematice identifikační metody, provést její simulaci na modelu motoru v prostředí Simulink a následně ověřit funkčnost metody na reálném motoru. V úvodní části jsou informace o motoru s permanentními magnety a jeho řízení, dále pak aplikace metody identifikace na úplný model motoru. V další části práce je měření na reálném motoru. Na závěr je návrh regulátoru proudu a návrh diskrétního filtru identifikačního signálu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Identifikace parametrů, vylepšená frekvenční metoda, motor s permanentními magnety, úplný model synchronního motoru, diskrétní filtr, PI regulátor

ABSTRACT

This bachelor's thesis deals with improved frequency method for motor parameters Identification. The goal of this thesis is to get an overview about identification method and simulate it on motor model in the Simulink and then to verify functionality of the method on the real motor. Firstly there are informations about a motor with permanent magnets and its control. Then there is an application of identification method for complete motor model. In the next part is measurement of the real motor. In the end is design of controller and discrete filter of identification signal.

KEY WORDS

Parameter identification, improved frequency analysis, motor with permanent magnets, complete model of synchronous motor, discrete filter, PI controller

Bibliografická citace:

ZIMMERT, M. *Frekvenční metoda identifikace parametrů motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 59 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Lukáš Pohl, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma *Frekvenční metoda identifikace parametrů motoru* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne:

.....

podpis autora

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Lukášovi Pohlovi, Ph.D. za trpělivost, konzultace, věcné připomínky a rady a odbornou pomoc při zpracování mé bakalářské práce a při práci s řídicím systémem dSpace.

V Brně dne:

.....

podpis autora

OBSAH

1	Úvod.....	8
2	Motor s permanentními magnety.....	8
2.1	Konstrukce motoru.....	9
2.2	Řízení motoru.....	10
2.2.1	Oblast nominálních otáček motoru	10
2.2.2	Oblast nad nominálními otáčkami motoru	11
2.3	Matematický model synchronního motoru s permanentními magnety	11
3	Souřadnicové systémy	14
3.1	Clarkové transformace	14
3.2	Parkova transformace.....	15
4	Neparametrická metoda identifikace	16
4.1	Vylepšená frekvenční metoda identifikace parametrů motoru.....	16
4.2	Odvození složek $y_s(t)$ a $y_c(t)$	18
4.2.1	Výpočet složky $y_s(t)$	18
4.2.2	Výpočet složky $y_c(t)$	20
4.3	Přenosová funkce elektrického motoru	22
5	Blokové schéma frekvenční metody identifikace v prostředí Simulink.....	25
5.1	Testování funkčnosti metody identifikace na přenosové funkci	25
5.2	Aplikace metody identifikace na úplný model elektrického motoru	28
6	Identifikace parametrů reálného motoru.....	29
6.1	Blokové schéma zapojení komponentů.....	29
6.2	Synchronní servomotor s permanentními magnety.....	30
6.3	DC servomotor.....	31
6.4	Zdroj pro DC servomotor.....	31
6.5	dSpace	32
6.6	Přechodové charakteristiky motoru.....	32
6.7	Měření v otevřené smyčce	35
6.8	Měření v uzavřené smyčce.....	35
7	Návrh diskrétního filtru.....	38
8	Návrh PI regulátoru proudu	41
	Závěr	45
	Literatura.....	47
	Seznam základního použitého značení	48
	Seznam obrázků	50
	Příloha 1 - Naměřené hodnoty	51
	Parametry d složky v otevřené smyčce.....	51
	Parametry q složky v otevřené smyčce.....	52
	Parametry d složky v uzavřené smyčce	54
	Parametry q složky v uzavřené smyčce	54
	Příloha 2 – Schéma Simulink	55

1 ÚVOD

Předmětem této bakalářské práce je seznámit se s neparametrickou metodou identifikace parametrů motoru. Konkrétně je cílem získat přehled o rozšířené frekvenční analýze. Dále je třeba upravit rozšířenou frekvenční analýzu pro identifikaci elektrických pohonů. Je nutné vytvořit přenosovou funkci, která aproximuje elektrickou a mechanickou část elektrického motoru. Dalším bodem této práce je vytvořit modelové schéma s úplným modelem elektrického motoru a simulačně ověřit funkčnost identifikační metody.

Nedílnou součástí v oblasti řízení a regulace motorů je identifikace parametrů. Chceme-li pracovat s motorem, regulovat jeho otáčky či moment, potřebujeme pro návrh regulátoru znát parametry motoru. Ne vždy jsou totiž parametry motoru k dispozici nebo neodpovídají skutečnosti. K identifikaci parametrů se používá celá řada metod. Obsahem této práce je seznámit se a aplikovat vylepšenou frekvenční metodu identifikace parametrů motoru na model motoru v prostředí Simulink a následně ověřit metodu identifikace na reálném elektrickém pohonu v různých pracovních bodech, tj. pro různé proudy motoru.

V první části této bakalářské práce jsou uvedeny informace o motoru s permanentními magnety. Následuje řízení motoru a k tomu potřebné transformacemi mezi jednotlivými souřadnicovými systémy. V další části je zpracována samotná rozšířená frekvenční analýza parametrů motoru, její testování na modelu motoru a následné experimentální ověření na reálném elektrickém pohonu pro různé pracovní body. Další částí této práce je vyhodnocení přesnosti metody identifikace motoru na základě naměřených hodnot.

Na závěr je návrh diskrétního filtru identifikačního signálu a návrh PI regulátoru proudu. Diskrétní filtr bude typu pásmová zadrž, která je potřebná k odfiltrování identifikačního signálu ze vstupu do regulátoru.

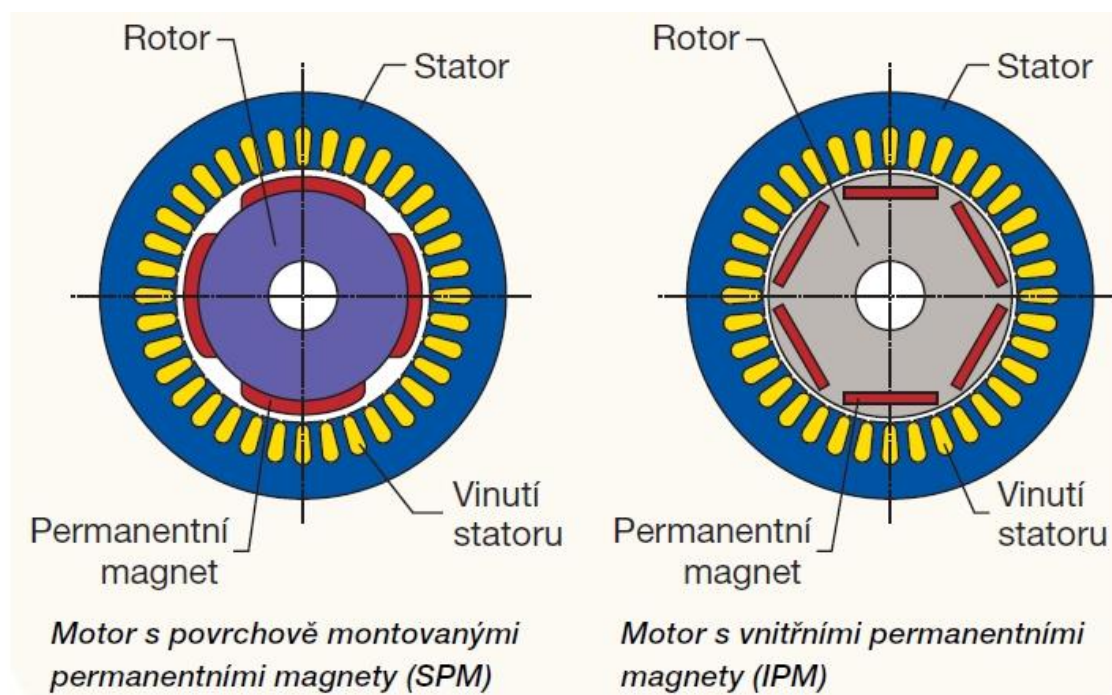
2 MOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Jedná se o střídavý synchronní motor, jehož magnetické pole nevytváří budící vinutí, ale permanentní magnety. Ty se vyrábí převážně z materiálů vzácných zemin. Nejrozšířenější jsou neodymové magnety NdFeB (neodym-železo-bór) nebo také samariové magnety SmCo (samarium-kobalt). Oba zmíněné materiály disponují vysokou magnetickou silou, teplotní stabilitou až do 300°C a korozní odolností. Jejich nevýhodou je vyšší cena oproti feritovým magnetům. Díky použití magnetů není potřeba budícího vinutí a zdroje budícího proudu, motor se tak zjednoduší. Účinnost tohoto motoru je podstatně vyšší, než je u srovnatelného asynchronního motoru, protože nepotřebuje proud pro vytvoření budícího magnetického pole. S absencí budícího vinutí odpadají ztráty ve vinutí motoru. Ve srovnání s motorem s budícím vinutím je motor s permanentními magnety o stejném výkonu menší, lehčí a má větší účinnost. [2] [3]

2.1 Konstrukce motoru

Motor je tvořen statorovým vinutím (podobně jako u asynchronního motoru) a rotorem se střídajícími se póly permanentních magnetů. Obr. 2.1 znázorňuje dva obvyklé typy motorů s permanentními magnety. Magnety u motorů s povrchově montovanými permanentními magnety (Surface-mounted Permanent Magnet – SPM) jsou připevněny na povrchu rotoru, přičemž u motorů IPM (Internal Permanent Magnet) jsou zapuštěny dovnitř.

Oba typy motorů mají vysokou účinnost, ale motory IPM mají vyšší krouticí moment, protože využívají magnetický i reluktanční moment generovaný magnetickou nesymetrií. Protože magnety motorů SPM musí být připevněny na povrchu rotoru, mechanická pevnost je slabší než u motorů IPM, zejména při vysokých rychlostech. [1] U SPM motorů je vzduchová mezera magnetického toku L_d a L_q stejná. Díky velmi nízké permeabilitě permanentních magnetů použitých v motoru je lze ve výpočtech indukčnosti považovat za vzduch, relativní permeabilita je rovna jedné. Hodnota indukčnosti je konstantní bez ohledu na pozici rotoru. Indukčnosti L_d a L_q se proto u SPM motorů rovnají (disponují velmi nízkou nesymetrií).

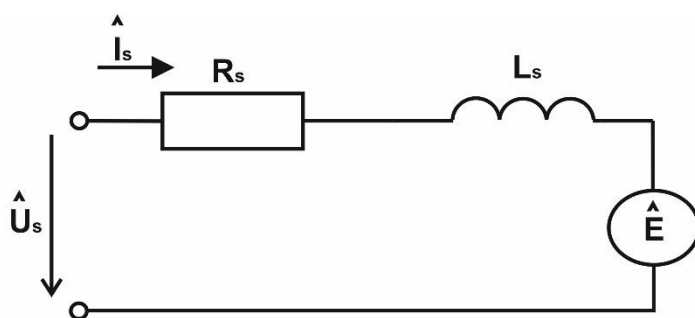


Obr. 2.1 Konstrukce motoru s permanentními magnety [1]

2.2 Řízení motoru

Pro řízení synchronních motorů se pro svou jednoduchost s oblibou využívá tzv. *vektorové řízení*. To využívá řídicí proud I_s . Vektor proudu I_s má dvě složky, složku podélnou I_d (direct) a složku kolmou I_q (quadrature). Motor tak řídíme pomocí konstantních veličin, což je výhodnější oproti střídavým veličinám. Proudem I_q zvyšujeme otáčky motoru a proudem I_d ovlivňujeme magnetický tok motoru. Při nulové rychlosti motoru se složky navzájem neovlivňují, proto je možné nezávisle řídit moment a magnetický tok motoru. Pokud je rychlost motoru nenulová a L_d je různé od L_q , pak se složky ovlivňují. I tak je ale možné je téměř nezávisle řídit.

Na Obr. 2.2 je náhradní schéma motoru, kde R_s je odpor statoru, L_s je náhradní indukčnost motoru, E je indukované napětí magnetickým tokem Φ_F permanentních magnetů a U_s je fázové napájecí napětí. Řídicí proud I_s se skládá z proudu I_d a proudu I_q .



$$(R_s + j\omega L_s)I_s + E = U_s$$

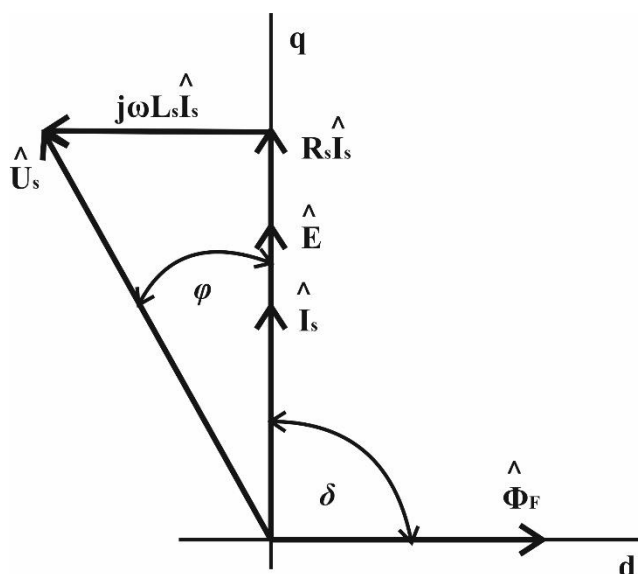
$$E = j \frac{1}{\sqrt{2}} \omega \Phi_F$$

Obr. 2.2 Náhradní schéma motoru s permanentními magnety

2.2.1 Oblast nominálních otáček motoru

Princip řízení v oblasti nominálních otáček motoru spočívá v postupném zvyšování proudu I_q a tím i otáček motoru. V důsledku zvyšování otáček se indukuje napětí E , které působí proti napájecímu napětí U_s . Protože můžeme magnetický tok Φ_F permanentních magnetů považovat za konstantní, je indukované napětí E přímo úměrné úhlové rychlosti rotoru ω . Na Obr. 2.3 je zobrazen fázorový diagram v souřadnicích d-q. Magnetický tok Φ_F leží ve složce d a proud I_s ve složce q .

Velikost napájecího napětí U_s vyplývá z fázorového diagramu. Fázový posun mezi U_s a E je dán parametry motoru R_s a L_s a velikostí E a I_s . Největšího momentu se dosáhne, pokud bude úhel δ roven 90° , tedy fázory magnetického toku Φ_F a statorového proudu I_s budou na sebe kolmé.



Obr. 2.3 Fázorový diagram

2.2.2 Oblast nad nominálními otáčkami motoru

Dosáhneme-li zvyšováním proudu I_q takových otáček motoru, které generují indukované napětí E natolik vysoké, že by bylo potřeba vyšší napájecí napětí U_s , než nám dovolí zdroj, je potřeba motor odbudit. Odbuzení motoru dosáhneme přivedením záporného proudu I_d , jedná se o princip nepřímého odbuzování.

Řízení v tomto pracovním bodě není pro motor příliš vhodné. Odbuzováním se navíc snižuje generovaný moment motoru. Při výrazně vyšších otáčkách, než jsou nominální otáčky motoru, bychom mohli motor postupným odbuzováním odmagnetovat a zničit. Pravděpodobněji by však došlo k mechanickému poškození rotoru, magnety by se působením odbuzovacího magnetického toku odlepily z rotoru a zničily by motor. [2]

2.3 Matematický model synchronního motoru s permanentními magnety

Pro určení parametrů motoru je potřeba znát jeho rovnice. Vycházíme z rovnic pro synchronní motor s permanentními magnety. Rovnice modelu jsou platné v souřadném systému (d, q) . Souřadný systém je spojen s rotorem motoru. Následující rovnice platí pro tato zjednodušení: zanedbáme ztráty v železe, dále zanedbáme tlumící účinky materiálu rotoru (nesnižuje velikost magnetického pole) a parametry motoru (L_s, R_s) považujeme za konstantní ve všech třech fázích.

Pro magnetické toky s ohledem na uvedená zjednodušení platí:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \quad (1)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (2)$$

Napětíové rovnice statoru v souřadnicovém systému (d, q)

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q \quad (3)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d \quad (4)$$

Po derivaci stavových veličin (statorové proudy) a Laplaceově transformaci získáme:

$$pI_d = \frac{1}{L_d} (U_d - R_s I_d + \omega L_q I_q) \quad (5)$$

$$pI_q = \frac{1}{L_q} (U_q - R_s I_q - \omega L_d I_d + \omega \Psi_f) \quad (6)$$

Mechanická rychlost:

$$p\Omega_m = \frac{1}{J_c} (M_e - M_L) \quad (7)$$

Elektrická rychlost:

$$\omega = p\Omega_m \quad (8)$$

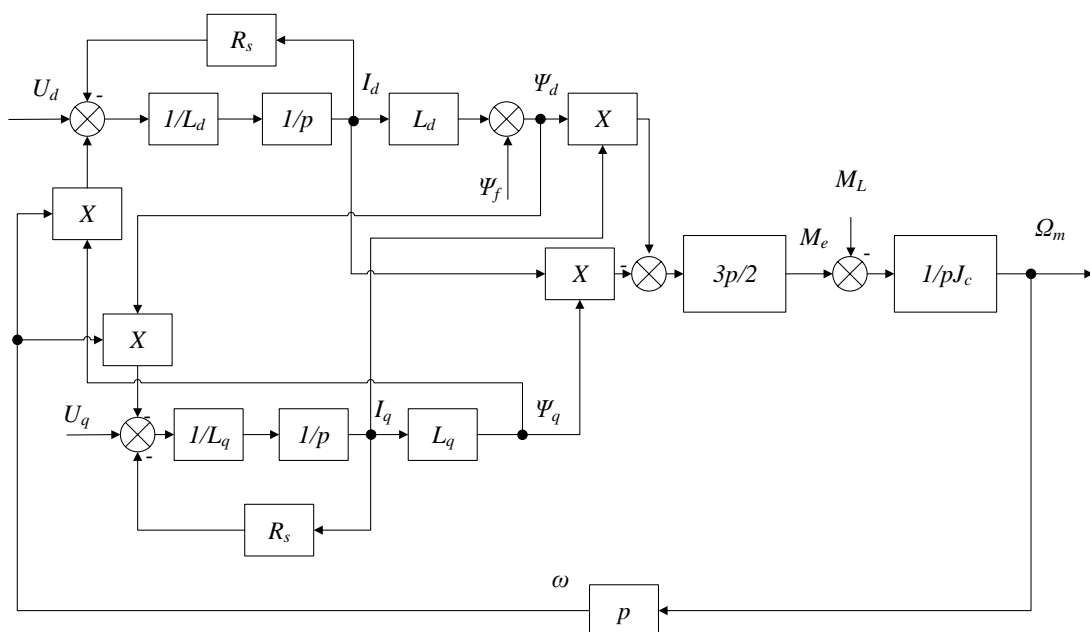
Elektromagnetický moment pohonu:

$$M_e = \frac{3}{2} p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{3}{2} p [\Psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (9)$$

Pokud se indukčnosti rovnají ($L_d = L_q$) můžeme psát:

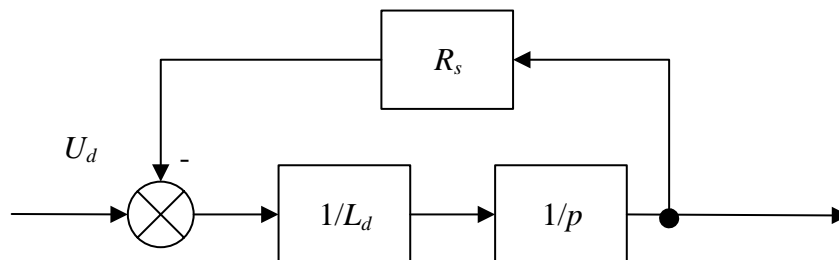
$$M_e = \frac{3}{2} p \Psi_f i_q \quad (10)$$

Moment je tedy dán součinem proudu kolmé (momentové) složky q a konstantního budícího magnetického toku, který je dán pouze permanentními magnety motoru.



Obr. 2.4 Blokové schéma synchronního motoru s permanentními magnety

Na Obr. 2.4 je vidět, že jsou části d i q téměř shodné. Budeme-li přivádět identifikační signál pouze do jedné složky, tedy U_d nebo U_q a druhá bude nulová, vyruší se křížové vazby a vznikne setrvačný členek prvního řádu, který znázorňuje Obr. 2.5. Toto platí pro nulové otáčky motoru.



Obr. 2.5 Setrvačný členek prvního řádu

Z Obr. 2.5 vyplývá, že synchronní motor můžeme nahradit frekvenčním přenosem setrvačného členku prvního řádu:

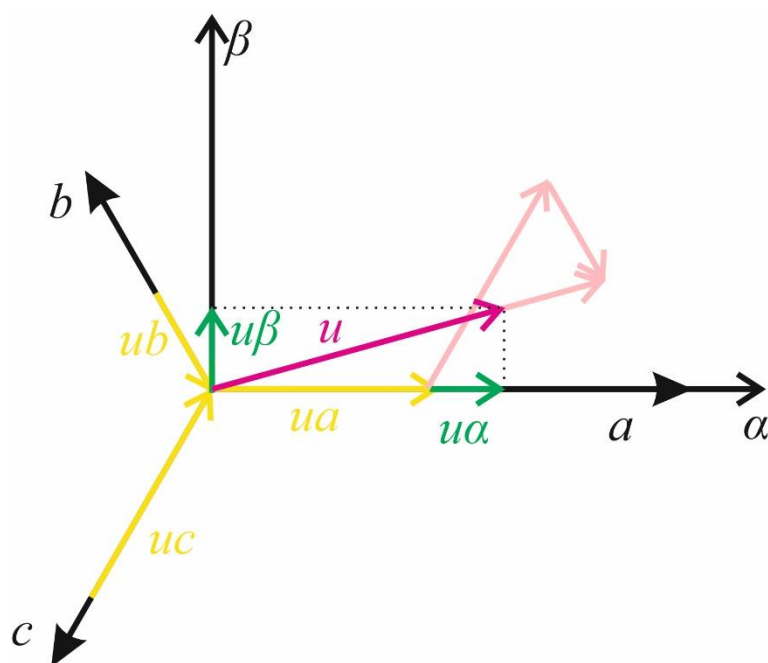
$$G(j\omega) = \frac{K}{j\omega T_s + 1} = \frac{\frac{1}{R_s}}{j\omega \frac{L}{R_s} + 1} \quad (11)$$

Přičemž R_s je odpor statoru a L je indukčnost jedné ze složek motoru, podle toho, kterou identifikujeme.

3 SOUŘADNICOVÉ SYSTÉMY

Při práci s vektorovým řízením je motor řízen velikostí složek d a q , nicméně ve většině případů se setkáváme s třífázovými motory. Je tedy potřeba převést třífázový souřadnicový systém (a, b, c) nejprve do dvoufázového (α, β) a ten následně do souřadnicového systému (d, q) . Nyní bude ukázáno, jak transformovat jednotlivé souřadnicové systémy.

3.1 Clarkové transformace



Obr. 3.1 Clarkové transformace

Clarkové transformace slouží k přepočtu vektorů proudů (napětí) z třífázového souřadnicového systému (a, b, c) do dvoufázového systému (α, β) . Samotný přepočet není nijak složitý, vychází ze znalostí goniometrických funkcí a sčítání vektorů. Je potřeba splnit podmínku symetrické třífázové sítě, tedy aby platilo:

$$u_a + u_b + u_c = 0 \quad (12)$$

Mezi fázemi je u symetrického třífázového motoru úhel 120° . Z výsledného vektoru napětí u je třeba brát jako výsledek $2/3$ jeho délky, aby se zachovala velikost amplitudy. Můžeme tedy psát:

$$u_\alpha = \frac{2}{3}(u_a - u_b \cos 60^\circ - u_c \cos 60^\circ) \quad (13)$$

$$u_\beta = \frac{2}{3}(u_b \sin 60^\circ - u_c \sin 60^\circ) \quad (14)$$

Tímto přepočtem jsme z třífázové soustavy (a, b, c) získali dvoufázovou soustavu (α, β) .

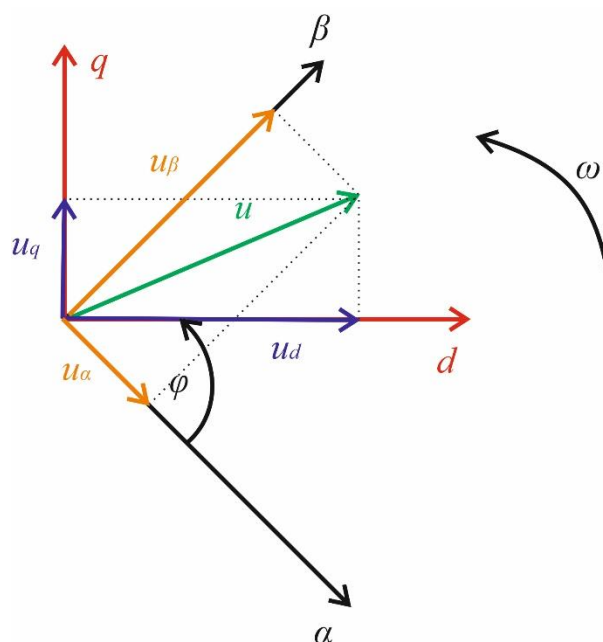
3.2 Parkova transformace

Parkova transformace slouží k převodu ze souřadnicového systému (α, β) do souřadnic (d, q) . Řízení v souřadnicovém systému (d, q) má značnou výhodu. V ustáleném stavu jsou totiž vektory d a q konstantní, oproti střídavým složkám v souřadnicovém systému (α, β) . Pro regulaci je tedy mnohem lepší využít řízení v (d, q) souřadnicích. Komplexor napětí je tvořený složkami u_d (*tokotvorná, direct*) a u_q (*momentová, quadrature*). Totéž platí i pro komplexor proudu. Opět využijeme goniometrické funkce a můžeme psát:

$$\mathbf{u} = u_d + j u_q \quad (15)$$

$$u_d = u_\alpha \cos \varphi + u_\beta \sin \varphi \quad (16)$$

$$u_q = -u_\alpha \sin \varphi + u_\beta \cos \varphi \quad (17)$$



Obr. 3.2 Parkova transformace

4 NEPARAMETRICKÁ METODA IDENTIFIKACE

Metody identifikace systému můžeme rozdělit na dvě skupiny. Na metody parametrické a metody neparametrické. Parametrická metoda identifikuje systém se základní matematickou strukturou parametrů či koeficientů. Oproti tomu neparametrická metoda identifikuje systém přímo pomocí jeho odezvy. Na vstup systému je přiveden identifikační signál a sleduje se jeho změna na výstupu systému. Na základě výstupních dat lze za pomoci výpočtů a algoritmů získat parametry systému, který identifikujeme. Mezi neparametrické metody patří impulzová charakteristika, přechodová charakteristika, korelační metoda (využívá bílého šumu), frekvenční analýza a spektrální analýza. [5] [7] [8] [9]

V následující části bude přiblížena problematika vylepšené frekvenční analýzy.

4.1 Vylepšená frekvenční metoda identifikace parametrů motoru

Vstupním signálem je sinusový průběh o amplitudě A a frekvenci ω :

$$u(t) = A \sin(\omega t) \quad (18)$$

Po ustálení přechodného děje získáváme na výstupu signál o amplitudě B , frekvenci ω a fázového posuvu φ :

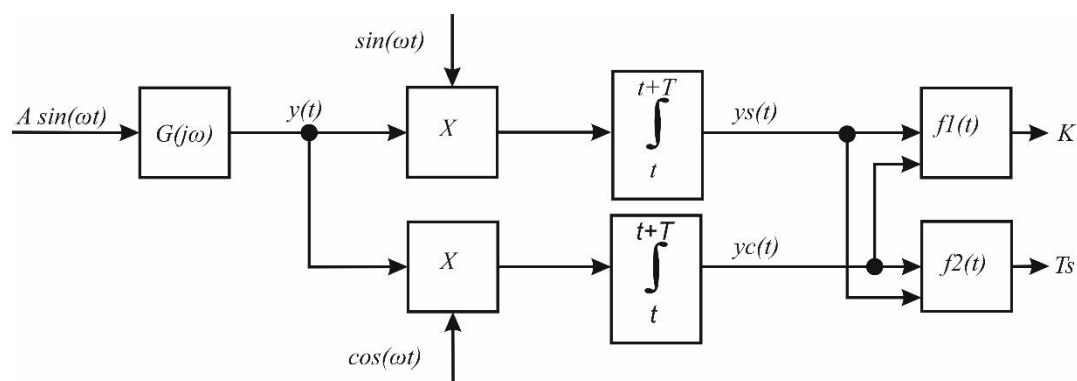
$$y(t) = B \sin(\omega t + \varphi) \quad (19)$$

kde B je modul přenosu identifikovaného systému a φ je argument přenosu, platí tedy:

$$B = A|G(j\omega)| = A\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} \quad (20)$$

$$\varphi = \arg[G(j\omega)] = \arctg\left(\frac{\text{Im}}{\text{Re}}\right) \quad (21)$$

Vylepšená frekvenční metoda identifikace spočívá ve využití korelace. Principem je vynásobení vstupního sinusového signálu $A\sin(\omega t)$ signálem $\sin(\omega t)$ pro identifikaci jednoho parametru a vynásobením signálem $\cos(\omega t)$ pro zjištění druhého parametru systému. Metodou s využitím sinusového signálu lze tedy identifikovat nejvýše dva parametry systému.



Obr. 4.1 Vylepšená frekvenční metoda identifikace

4.2 Odvození složek $y_s(t)$ a $y_c(t)$

Jak můžeme vidět na *Obr. 4.1*, potřebujeme získat předpis pro vstupní signál vynásobený $\sin(\omega t)$ a $\cos(\omega t)$. Budeme-li integrovat přes jednu periodu, budou signály $y_s(t)$ a $y_c(t)$ vypadat takto:

$$y_s(T) = \int_0^T y(t) \sin(\omega t) dt + \int_0^T e(t) \sin \omega t dt \quad (22)$$

$$y_c(T) = \int_0^T y(t) \cos(\omega t) dt + \int_0^T e(t) \sin \omega t dt \quad (23)$$

4.2.1 Výpočet složky $y_s(t)$

Dosadíme-li rovnici (19) do rovnice (22) získáme:

$$y_s(T) = \int_0^T [B \sin(\omega t + \varphi) \sin \omega t] dt + \int_0^T e(t) \sin \omega t dt \quad (24)$$

$e(t)$ je bílý šum, jehož střední hodnota je nulová. Integrál je potom v rámci periody také nulový. Abychom mohli dále s integrálem pracovat, je potřeba přepočítat součin sinů na součet, případně jejich rozdíl.

Využijeme vzorec:

$$\cos \alpha - \cos \beta = -2 \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2} \quad (25)$$

Po úpravě:

$$-\frac{\cos \alpha}{2} + \frac{\cos \beta}{2} = \sin \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2} \quad (26)$$

Nyní položíme do rovnosti argumenty \sin z rovnic (24) a (26):

$$\frac{\alpha + \beta}{2} = \omega t + \varphi \quad (27)$$

$$\frac{\alpha - \beta}{2} = \omega t \quad (28)$$

Vypočítáme α a β :

$$\begin{aligned}\alpha + \beta &= 2(\omega t + \varphi) \Rightarrow \alpha = 2(\omega t + \varphi) - \beta \\ \alpha - \beta &= 2\omega t \Rightarrow 2(\omega t + \varphi) - \beta - \beta = 2\omega t \\ \omega t + \varphi - \beta &= \omega t \Rightarrow \beta = \varphi \\ \alpha &= 2(\omega t + \varphi) - \varphi \\ \alpha &= 2\omega t + \varphi\end{aligned}$$

$$\beta = \varphi \quad (29)$$

$$\alpha = 2\omega t + \varphi \quad (30)$$

Dosadíme do rovnice (24) podle vzorce (26) s vypočtenými hodnotami α a β z rovnic (29) a (30):

$$y_s(T) = \frac{B}{2} \int_0^T [\cos(2\omega t + \varphi) + \cos \varphi] dt = \frac{B}{2} \left\{ \int_0^T -\cos(2\omega t + \varphi) dt + \int_0^T \cos \varphi dt \right\} \quad (31)$$

Zavedeme podmínku pro periodu integrace T , označme ji T_c :

$$\begin{aligned}\omega_c &= \frac{2\pi}{T_c} \Rightarrow T_c = \frac{2\pi}{\omega_c} \\ \omega_c &= 2\omega \\ T_c &= \frac{\pi}{\omega}\end{aligned}$$

Konstantní chyba měření nebude ovlivňovat hodnoty $y_c(t)$ a $y_s(t)$ pro násobky $\frac{2\pi}{\omega}$. Jedná se o dvojnásobnou hodnotu T_c . Podmínka je tedy $T_c = \frac{2\pi}{\omega}$ (32)

Bude-li splněna podmínka (32), předpis pro $y_s(T)$ bude:

$$y_s(T) = \frac{BT}{2} \cos \varphi \quad (33)$$

Posledním krokem je dosazení do rovnice (33) za B a φ z rovnic (20) a (21):

pozn.: pro lepší čitelnost, neuvádím během výpočtu za reálnou a imaginární složku přenos $G(j\omega)$

pro výpočet bude užitečný vzorec:

$$\cos(\arctg(x)) = \frac{1}{\sqrt{1+x^2}} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} y_s(T) &= \frac{AT\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}}{2} \cos\left(\arctg\left(\frac{\text{Im}}{\text{Re}}\right)\right) = \frac{AT\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}}{2} \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\text{Im}}{\text{Re}}\right)^2}} = \\ &= \frac{AT\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}}{2} \frac{1}{\sqrt{\frac{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}{\text{Re}^2}}} = \frac{AT\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}}{2} \frac{\text{Re}}{\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}} = \frac{AT}{2} \text{Re}[G(j\omega)] \end{aligned}$$

$$y_s(T) = \frac{AT}{2} \text{Re}[G(j\omega)] \quad (35)$$

4.2.2 Výpočet složky $y_c(t)$

Výpočet složky $y_c(t)$ provedeme obdobným způsobem jako $y_s(t)$, vyjdeme z rovnice:

$$y_c(T) = \int_0^T [B \sin(\omega t + \varphi) \cos \omega t] dt + \int_0^T e(t) \cos \omega t dt \quad (36)$$

I zde uvažujeme integrál $e(t)$ nulový.

Použijeme vzorec:

$$\sin \alpha - \sin \beta = 2 \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \sin \frac{\alpha - \beta}{2} \quad (37)$$

Po úpravě:

$$\frac{\sin \alpha}{2} - \frac{\sin \beta}{2} = \sin \frac{\alpha - \beta}{2} \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \quad (38)$$

Položíme argumenty z rovnic (36) a (38) do rovnosti:

$$\frac{\alpha - \beta}{2} = \omega t + \varphi \quad (39)$$

$$\frac{\alpha + \beta}{2} = \omega t \quad (40)$$

Odtud získáme:

$$\beta = -\varphi \quad (41)$$

$$\alpha = 2\omega t + \varphi \quad (42)$$

Dosadíme do rovnice (36) podle vzorce (38) s vypočtenými hodnotami α a β z rovnic (41) a (42):

$$y_c(T) = \frac{B}{2} \int_0^T [\sin(2\omega t + \varphi) - \sin(-\varphi)] dt = \frac{B}{2} \left\{ \int_0^T \sin(2\omega t + \varphi) dt - \int_0^T \sin(-\varphi) dt \right\} \quad (43)$$

Bude-li splněna podmínka (32), předpis pro $y_c(T)$ bude:

$$y_c(T) = \frac{BT}{2} \sin \varphi \quad (44)$$

Na konec dosadíme do rovnice (44) za B a φ z rovnic (20) a (21):

pozn.: pro lepší čitelnost, neuvádím během výpočtu za reálnou a imaginární složku přenos $G(j\omega)$

pro výpočet bude užitečný vzorec:

$$\sin(\arctg(x)) = \frac{x}{\sqrt{1+x^2}} \quad (45)$$

$$\begin{aligned} y_c(T) &= \frac{AT\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}}{2} \sin\left(\arctg\left(\frac{\text{Im}}{\text{Re}}\right)\right) = \frac{AT\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}}{2} \frac{\frac{\text{Im}}{\text{Re}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\text{Im}}{\text{Re}}\right)^2}} = \\ &= \frac{AT\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}}{2} \frac{\frac{\text{Im}}{\text{Re}}}{\sqrt{\frac{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}{\text{Re}^2}}} = \frac{AT\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}}{2} \frac{\frac{\text{Im}}{\text{Re}}}{\frac{\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2}}{\text{Re}}} = \frac{AT}{2} \text{Im}[G(j\omega)] \end{aligned}$$

$$y_c(T) = \frac{AT}{2} \text{Im}[G(j\omega)] \quad (46)$$

4.3 Přenosová funkce elektrického motoru

Z frekvenčního přenosu motoru z rovnice (11) usměrněním zlomku získáme reálnou a imaginární složku:

$$G(j\omega) = \frac{K}{j\omega Ts + 1} \cdot \frac{-j\omega Ts + 1}{-j\omega Ts + 1} = \frac{K - j\omega TsK}{1 + Ts^2\omega^2} \quad (47)$$

$$\operatorname{Re}[G(j\omega)] = \frac{K}{1 + Ts^2\omega^2} \quad (48)$$

$$\operatorname{Im}[G(j\omega)] = \frac{-\omega TsK}{1 + Ts^2\omega^2} \quad (49)$$

Dosadíme-li nyní z rovnice (11), získáme:

$$\operatorname{Re}[G(j\omega)] = \frac{Rs}{Rs^2 + \omega^2 L^2} \quad (50)$$

$$\operatorname{Im}[G(j\omega)] = \frac{-\omega L}{Rs^2 + \omega^2 L^2} \quad (51)$$

Nyní dosadíme do předpisů $y_s(t)$ (35) a $y_c(t)$ (46) reálnou (50) a imaginární (51) část přenosové funkce motoru:

$$y_s(t) = \frac{AT}{2} \operatorname{Re}[G(j\omega)] = \frac{AT}{2} \frac{Rs}{Rs^2 + \omega^2 L^2} \quad (52)$$

$$y_c(t) = \frac{AT}{2} \operatorname{Im}[G(j\omega)] = \frac{AT}{2} \frac{-\omega L}{Rs^2 + \omega^2 L^2} \quad (53)$$

Vyřešením dvou rovnic (52) a (53) o dvou neznámých (R_s , L) získáme předpis pro identifikaci odporu statoru a indukčnosti jedné ze složek motoru R_s a L .

Nejprve si z rovnice (53) vyjádříme R_s :

$$y_c(t) \frac{2}{AT} (Rs^2 + \omega^2 L^2) = -\omega L$$

$$Rs^2 + \omega^2 L^2 = \frac{-\omega L}{y_c(t)} \frac{AT}{2}$$

$$Rs^2 = \left(\frac{-\omega L}{y_c(t)} \frac{AT}{2} \right) - \omega^2 L^2$$

$$Rs = \sqrt{\left(\frac{-\omega L}{y_c(t)} \frac{AT}{2} \right) - \omega^2 L^2} \quad (54)$$

Nyní dosadíme předpis pro R_s (54) do rovnice (52):

$$y_s(t) = \frac{AT}{2} \frac{\sqrt{\left(\frac{-\omega L}{y_c(t)} \frac{AT}{2} \right) - \omega^2 L^2}}{\sqrt{\left(\frac{-\omega L}{y_c(t)} \frac{AT}{2} \right) - \omega^2 L^2}^2 + \omega^2 L^2}$$

$$y_s(t) = \frac{AT}{2} \frac{2y_c(t) \sqrt{\left(\frac{-\omega L}{y_c(t)} \frac{AT}{2} \right) - \omega^2 L^2}}{AT \omega L}$$

$$y_s(t)^2 = \frac{y_c(t)^2 \left(\frac{-\omega L}{y_c(t)} \frac{AT}{2} \right) - \omega^2 L^2}{\omega^2 L^2}$$

$$y_s(t)^2 \omega^2 L^2 = y_c(t)^2 \left(\frac{-\omega L}{y_c(t)} \frac{AT}{2} \right) - \omega^2 L^2$$

$$2y_s(t)^2 \omega^2 L^2 = -y_c(t) AT \omega L - 2y_c(t)^2 \omega^2 L^2$$

$$2\omega L^2 (y_s(t)^2 + y_c(t)^2) = -y_c(t) AT \omega L$$

Získáváme funkci pro identifikaci indukčnosti jedné ze složek motoru:

$$L = \frac{-ATy_c(t)}{2\omega(y_s(t)^2 + y_c(t)^2)} \quad (55)$$

Nyní dosadíme vypočtený předpis pro indukčnost (55) do rovnice (53):

$$y_c(t) = \frac{AT}{2}(-\omega) \frac{\frac{-ATy_c(t)}{2\omega(y_s(t)^2 + y_c(t)^2)}}{Rs^2 + \omega^2 \left(\frac{-ATy_c(t)}{2\omega(y_s(t)^2 + y_c(t)^2)} \right)^2}$$

$$y_c(t) = \frac{A^2T^2}{4} \frac{y_c(t)}{y_s(t)^2 + y_c(t)^2} \frac{1}{Rs^2 + \frac{A^2T^2}{4} \left(\frac{y_c(t)}{y_s(t)^2 + y_c(t)^2} \right)^2}$$

$$Rs^2 = \frac{A^2T^2}{4} \frac{y_c(t)}{y_s(t)^2 + y_c(t)^2} \frac{1}{y_c(t)} - \frac{A^2T^2}{4} \left(\frac{y_c(t)}{y_s(t)^2 + y_c(t)^2} \right)^2$$

$$Rs^2 = \frac{A^2T^2 y_s(t)^2 + A^2T^2 y_c(t)^2 - A^2T^2 y_c(t)^2}{4(y_s(t)^2 + y_c(t)^2)^2}$$

Získáváme funkci pro identifikaci odporu statoru motoru:

$$Rs = \frac{ATy_s(t)}{2(y_s(t)^2 + y_c(t)^2)} \quad (56)$$

5 BLOKOVÉ SCHÉMA FREKVENČNÍ METODY IDENTIFIKACE V PROSTŘEDÍ SIMULINK

5.1 Testování funkčnosti metody identifikace na přenosové funkci

V předchozí kapitole jsme získali funkce pro odpor statoru a indukčnost motoru. Nyní můžeme sestavit modelovací schéma pro otestování frekvenční metody identifikace. Na *Obr. 5.1* je modelovací schéma samotné frekvenční analýzy. Její funkčnost si ověříme na přenosu setrvačného članku prvního řádu.

Pro zadané hodnoty R_s a L necháme v diskrétním režimu simulace proběhnout určitý počet kroků a po ustálení získáváme hodnoty téměř shodné se zadanými. Je důležité vhodně zvolit frekvenci identifikačního signálu dle toho, který z parametrů právě identifikujeme.

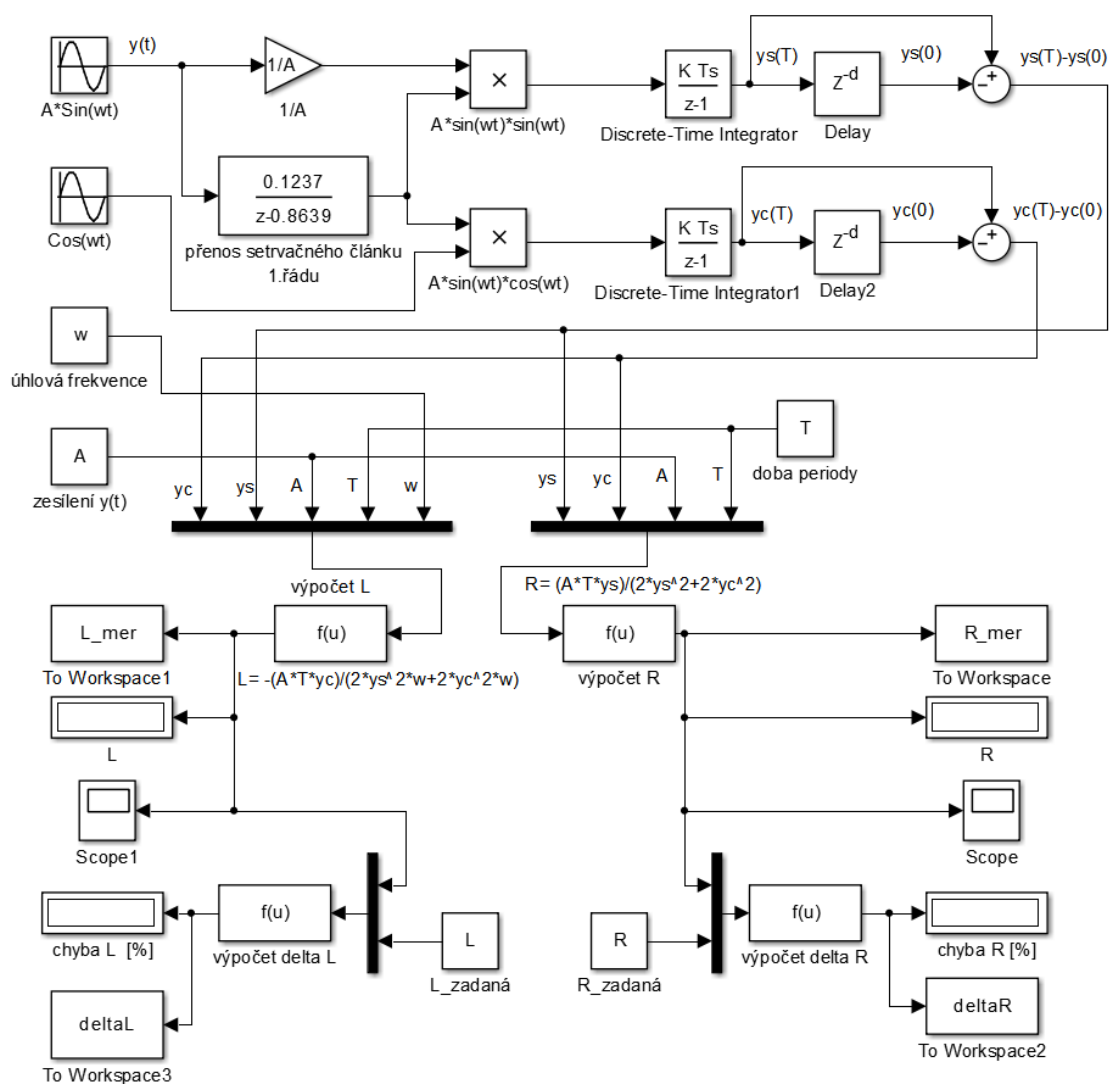
Na testovacím modelovacím schéma na *Obr. 5.1* se nachází bloky pro generování sinusového a kosinusového průběhu, následuje blok přenosu setrvačného članku prvního řádu. Dále je identifikační signál vynásobený $\sin\omega t$ a $\cos\omega t$, nutností je, aby amplituda obou signálů byla rovna jedné, proto je zde blok $1/A$ pro případ, že by identifikační signál neměl amplitudu rovnu jedné. Následuje diskrétní integrátor spolu s blokem zpoždění (*delay*) pro získání doby integrace od nuly do času T . Exponent d v bločku zpoždění udává počet kroků, o které daný signál zpozdí. Počet kroků je dán podílem doby periody signálu T a doby periody vzorkování T_s , přičemž doba periody signálu musí splňovat podmínku (30). Počet kroků d musí být celistvým násobkem periody vzorkování T_s . Pro testování byly vybrány frekvence identifikačního signálu od 50Hz do 800Hz, čemuž odpovídaly počty kroků od 320 do 20 při vzorkovací frekvenci 16kHz. Pro lepší orientaci uvádím následující výpočet:

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{2\pi}{2\pi f} = \frac{1}{f} \quad (57)$$

$$d = \frac{T}{T_s} = \frac{\frac{1}{f}}{\frac{1}{f_s}} = \frac{f_s}{f} = \frac{16000}{50} = 320 \text{ kroků} \quad (58)$$

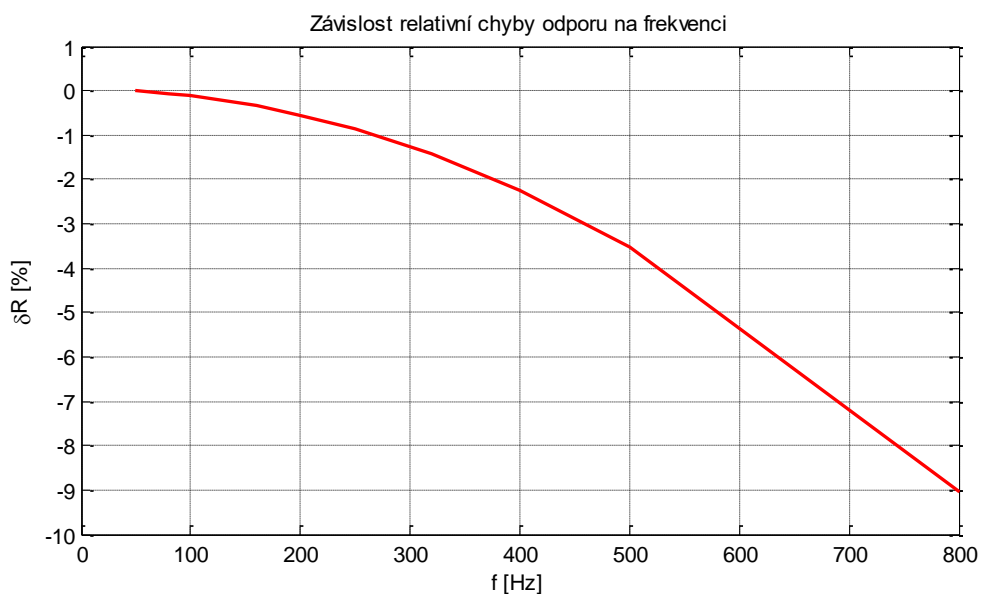
Dále schéma obsahuje dva multiplexory, jejichž vstupy tvoří zesílení identifikačního signálu A , úhlová frekvence ω a doba periody T identifikačního signálu a signály z integrátorů y_s a y_c . Výstupy z multiplexorů tvoří vstupy do bloků s přenosovou funkcí pro identifikaci statorového odporu a indukčnosti v jedné ze složek motoru. Zbývá část

schéma slouží pouze pro výpočet relativní chyby, použitelná pouze pro testování, zda identifikační metoda pracuje správně. Na reálném motoru není samozřejmě možné takto chybu počítat, protože neznáme skutečné hodnoty parametrů motoru.

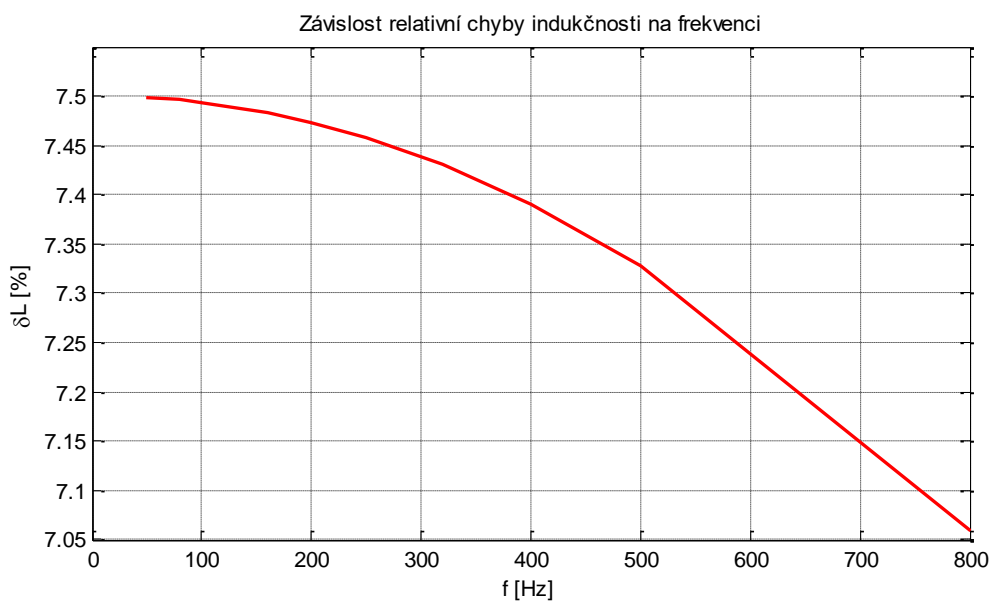


Obr. 5.1 Testování frekvenční metody identifikace v prostředí Simulink

Následující grafy zachycují průběhy relativní chyby odporu Obr. 5.2 a indukčnosti Obr. 5.3 identifikovaného systému v závislosti na frekvenci identifikačního signálu.



Obr. 5.2 Závislost relativní chyby odporu na frekvenci identifikačního signálu



Obr. 5.3 Závislost relativní chyby indukčnosti na frekvenci identifikačního signálu

Z testování různých frekvencí, z průběhů relativních chyb a následném měření na reálném motoru vyplynulo, že pro identifikaci odporu motoru je vhodnější volit nižší frekvence, naopak menší odchylku indukčnosti motoru získáme volbou vyšší frekvence identifikačního signálu. Z měření na reálném motoru vyplynulo, že je potřeba provést

identifikaci dvakrát. Nejprve s nižší frekvencí pro identifikaci odporu statoru a podruhé s vyšší frekvencí pro identifikaci indukčnosti motoru.

Průběhy na *Obr. 5.2* a *Obr. 5.3* byly získány z těchto hodnot:

$$R_s = 1.1\Omega$$

$$L = 470\mu H$$

$$f_s = 16kHz$$

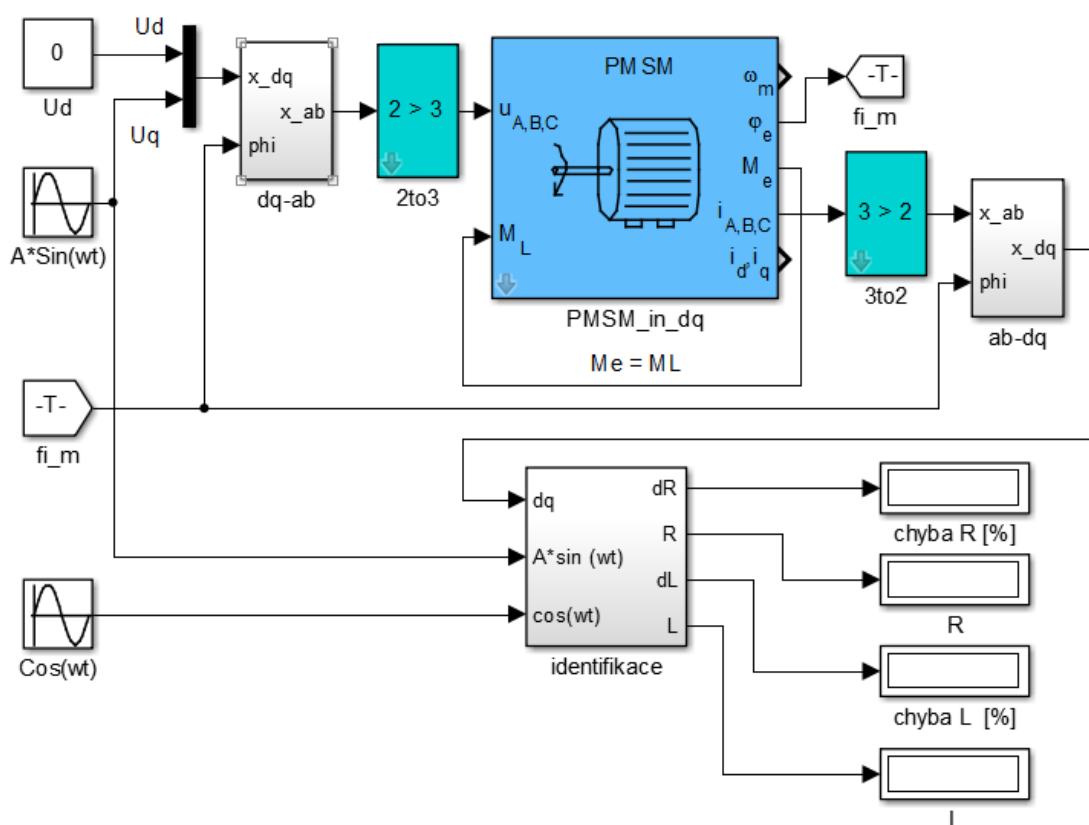
Frekvence identifikačního signálu byly voleny tak, aby byly celistvým násobkem vzorkovací frekvence. Z grafů vidíme, že metoda pracuje s jistou chybou. Chyba je však pro námi zvolené frekvence menší než $\pm 10\%$, což považuji za přijatelný výsledek.

5.2 Aplikace metody identifikace na úplný model elektrického motoru

V předchozí kapitole jsme si ověřili funkčnost metody identifikace. Nyní můžeme nahradit blok s frekvenčním přenosem setrvačného članku prvního řádu $G(j\omega)$ úplným modelem elektrického motoru. Na *Obr. 5.4* je rozšířená frekvenční metoda identifikace seskupena do *subsystému*, kvůli přehlednosti schéma. Blok s modelem motoru a bloky pro transformace ze souřadnicového systému (a, b, c) na (α, β) a následně na (d, q) a naopak, jsem měl k dispozici z předešlých projektů.

Z *Obr. 5.4* je patrné, že na vstup U_d vstupuje nulový signál a identifikační signál se přivádí na vstup U_q . Identifikuje se tedy q složka motoru, resp. odpor statoru R_s a indukčnost v příčné složce L_q . Přivedením elektromagnetického momentu M_e na vstup zatěžovacího momentu M_L zajistíme, že se motor nebude točit, neovlivňujeme tak d složku motoru. Na reálném motoru se zabrání otáčení pomocí přípravku, který upevní hřídel k motoru tak, že se nemůže otáčet.

Pro identifikaci v podélné složce se přivede nulový signál na U_q a identifikační signál na vstup U_d . Zde není potřeba řešit otáčení motoru, protože d složka je direktivní (tokotvorná), tudíž nezpůsobuje otáčení motoru, ale zajišťuje buzení motoru.



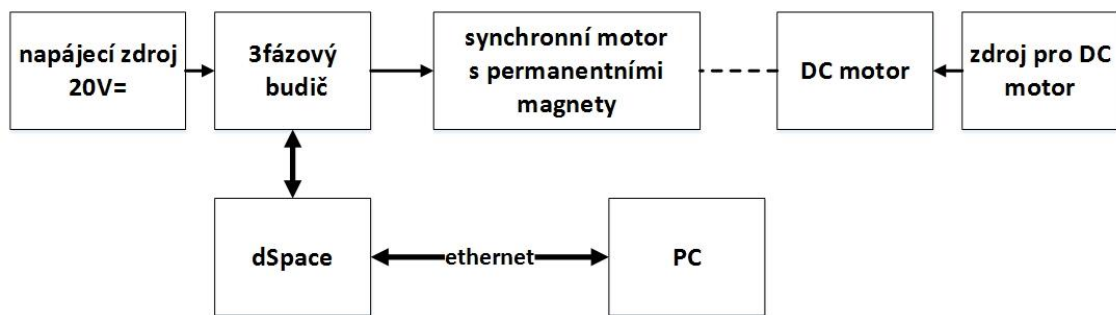
Obr. 5.4 Aplikace metody rozšířené frekvenční analýzy na úplný model elektrického motoru v prostředí Simulink

6 IDENTIFIKACE PARAMETRŮ REÁLNÉHO MOTORU

Tato kapitola nás seznámí s aplikací rozšířené frekvenční metody identifikace na reálný motor. S využitím získaných poznatků ze simulací na úplném modelu motoru z prostředí Simulink můžeme otestovat funkčnost metody identifikace na reálném elektrickém pohonu. K měření byl použit servopohon od firmy TG drives popsany v kapitole 6.2.

6.1 Blokové schéma zapojení komponentů

Blokové schéma na Obr. 6.1 principiálně zobrazuje hardwarové zapojení měřícího systému. Ten se skládá ze zdroje napětí, třífázového budiče, střídavého synchronního motoru, stejnosměrného DC motoru a jeho zdroje napájení, výkonná řídicí deska dSpace a počítač s ovládacím prostředím Control Desk.



Obr. 6.1 Blokové schéma hardwarového zapojení

6.2 Synchronní servomotor s permanentními magnety

Rozšířená frekvenční metoda identifikace parametrů motoru byla použita na střídavém synchronním servomotoru s trojfázovým vinutím statoru a permanentními magnety na rotoru. Použitá tenká vrstva magnetů, které jsou ze vzácných zemin neodym-železo-bór, je umístěna na povrchu hřídele. Díky tomu se motor vyznačuje malým momentem setrvačnosti.

Použitý motor nese označení TGT2 a jeho parametry jsou:

klidový moment: 0,32Nm

jmenovité otáčky: 3000ot/min

jmenovitý proud: 5,2A



Obr. 6.2 Střídavý synchronní servomotor [12]

6.3 DC servomotor

Při testování identifikační metody na servomotoru bylo pro vyšší proudy a tudíž i vyšší otáčky motoru nutné použít elektronickou zátěž, aby nedošlo k překročení maximálních otáček motoru. K tomu byl použit DC servomotor Matador s označením DCM2B. Jeho parametry jsou:

momentová konstanta: $0,07\text{Nm/A}$

napěťová konstanta: $7,3\text{V}/1000\text{min}^{-1}$

jmenovité otáčky: 3000ot/min

klidový moment: $0,23\text{Nm}$

jmenovitý proud: $4,45\text{A}$

6.4 Zdroj pro DC servomotor

Zdrojem pro DC motor je programovatelná elektronická zátěž BK PRECISION 8500 s výkonem 300W. Ovládání je velice snadné, stačí přepnout do módu CC (*Constant Current*) a nastavit „brzdňý“ proud, kterým chceme identifikovaný motor brzdít. Díky zátěži se nám identifikovaný motor i pro vyšší proudy nedostane přes maximální otáčky motoru a lze tak bez problémů ověřit metodu identifikace v různých pracovních bodech motoru.



Obr. 6.3 BK Precision 8500 programovatelná elektrická zátěž [10]

6.5 dSpace

Stěžejním prvkem celého měřicího systému je výkonný řídicí systém dSpace. Konkrétně pro tuto práci byla použita deska DS1103 PPC Controller Board (viz *Obr. 6.4*). Deska je všestranná pro rychlé prototypové řízení. Je umístěna do boxu dSpace a slouží pro testování řídicích funkcí v reálném čase. Velké uplatnění má v oblasti automobilových regulátorů, v řízení indukčních motorů, v robotice a v neposlední řadě v polohovacích systémech a krokových motorech.

Díky integrovanému CAN mikrokontroleru je DS1103 skvělým nástrojem pro automobilový průmysl a automatizační aplikace. Vyznačuje se vysokým výpočetním výkonem a rychlými vstupy a výstupy, což je nezbytné pro aplikace vyžadující velký počet pohonů a snímačů. Uživatelské prostředí je Control Desk 5.3, které umožňuje grafické programování. Deska DS1103 je plně programovatelná pomocí bloků v prostředí Matlab-Simulink.



Obr. 6.4 Řídicí deska DS1103 PPC Controller Board [11]

6.6 Přechodové charakteristiky motoru

Jednou z neparametrických metod identifikace systému je bezpochyby přechodová charakteristika. Přechodová charakteristika je odezva systému na jednotkový skok přivedený na vstup systému. Z předchozích kapitol již víme, že synchronní motor můžeme nahradit frekvenčním přenosem setrvačného članku prvního řádu:

$$G(j\omega) = \frac{K}{j\omega\tau + 1} = \frac{\frac{1}{R_s}}{j\omega \frac{L}{R_s} + 1} \quad (59)$$

Z přechodové charakteristiky získáme časovou konstantu τ , což je doba, za kterou se výstupní signál dostane na hodnotu 63% z ustálené hodnoty signálu. Využitím této identifikační metody získáme hodnotu časové konstanty τ a následně vypočteme parametry motoru. Získané hodnoty budou sice sloužit jako referenční pro porovnání parametrů naměřených frekvenční analýzou, ale tyto nemusí být natolik přesné, vzhledem k nepřesnosti určování časové konstanty a následného výpočtu parametrů motoru.

Z důvodu nepřesného určování časové konstanty z přechodové charakteristiky se domnívám, že je frekvenční metoda identifikace mnohem přesnější. Více o výsledcích identifikace bude zmíněno v následující kapitole.

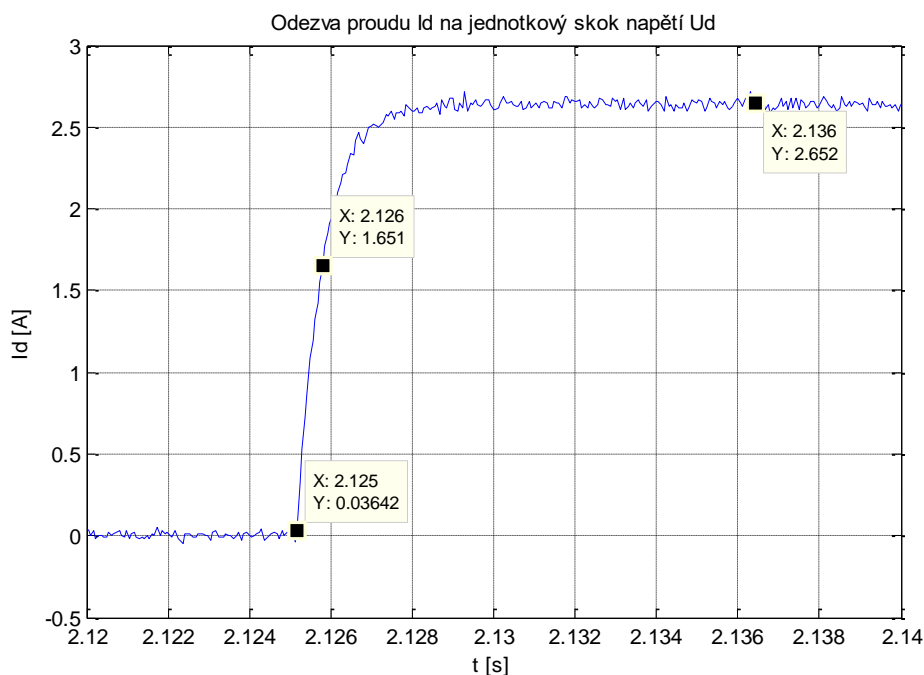
Pomocí jednotkového skoku na vstup U_d naměříme přechodovou charakteristiku proudu I_d motoru (viz Obr. 6.5). Pomocí hodnot z Matlabu spočítáme časovou konstantu τ a následně odpor statoru a indukčnost v podélné složce motoru.

$$\tau = 624,8835 \mu s \quad (60)$$

$$K = 2,6153 [-] \quad (61)$$

$$R_s = \frac{1}{K} = \frac{1}{2,6153} = 0,3824 \Omega \quad (62)$$

$$L_d = \frac{\tau}{K} = \frac{624,8835 * 10^{-6}}{2,6153} = 238,9338 \mu H \quad (63)$$



Obr. 6.5 Přechodová charakteristika proudu motoru I_d

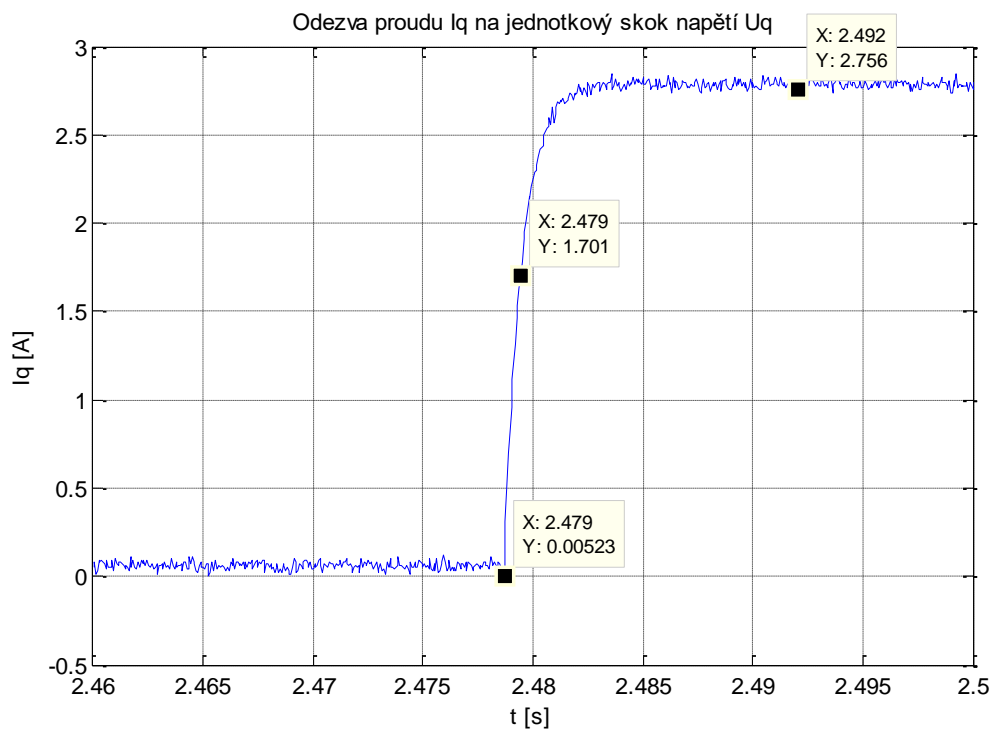
Nyní naměříme přechodovou charakteristiku pro proud I_q přivedením jednotkového skoku napětí U_q . Je důležité, aby se motor netočil, toho dosáhneme pomocí přípravku, kterým přitáhneme hřídel k tělu motoru. Z grafu na *Obr. 6.6* získáme časovou konstantu a následně spočítáme parametry motoru pro příčnou složku motoru.

$$\tau = 750,065 \mu s \quad (64)$$

$$K = 2,7504 \quad [-] \quad (65)$$

$$R_s = \frac{1}{K} = \frac{1}{2,7504} = 0,3636 \Omega \quad (66)$$

$$L_q = \frac{\tau}{K} = \frac{750,065 * 10^{-6}}{2,7504} = 272,7112 \mu H \quad (67)$$



Obr. 6.6 Přechodová charakteristika proudu motoru I_q

6.7 Měření v otevřené smyčce

První testování rozšířené frekvenční identifikace parametrů motoru bylo provedeno v otevřené smyčce, tedy bez použití zpětné vazby. Nebylo potřeba řešit nastavení regulátorů proudu. Nejprve byla provedena identifikace parametrů motoru v d složce. Na vstup napětí U_q bylo přivedeno nulové napětí. Identifikační signál byl přiveden na vstup U_d . Jak bylo zmíněno v kapitole 5, ze simulace na modelu motoru vyplynulo, že je pro identifikaci odporu statoru vhodné použít nižších frekvencí sinusového identifikačního signálu oproti tomu pro identifikaci indukčnosti menší chyby dosahoval signál s vyšší frekvencí.

Identifikace byla provedena postupně s frekvencemi 50Hz, 200Hz, 400Hz a 800Hz. Pro tyto hodnoty frekvencí odpovídaly počty kroků integrátorů 320, 80, 40 a 20 viz vzorec (58). Dalším neméně důležitým parametrem identifikačního signálu byla jeho amplituda a stejnosměrný offset. Nejprve bylo provedeno několik měření s nulovým offsetem pro amplitudy signálu od 0,2V do 1V. Následně byl přidáván offset signálu tak, aby nebyla překročena hodnota maximálního proudu motoru. Offset měl hodnoty od 0V do 0,6V. Na základě postupně získaných hodnot jsem zvolil amplitudu identifikačního signálu 0,2V a 0,6V. Důležitý je dostatečný odstup od šumu, což 0,2V ve většině případů splňovalo. Pro nulový offset vycházely hodnoty s velkou chybou, z toho důvodu se domnívám, že je lepší použít offset alespoň 0,3V.

Testování metody identifikace v otevřené smyčce bylo provedeno pro obě složky motoru (d , q). Při identifikaci q složky, bylo opět potřeba zajistit, aby se motor netočil. Při identifikaci v d složce vycházely hodnoty odporu nejlépe pro frekvenci 50Hz, což odpovídá předpokladu ze simulací na modelu motoru. Hodnota indukčnosti L_d vycházela relativně správně pro všechny čtyři frekvence identifikačního signálu. Měření v q složce ukázalo, že s nejnižší chybou pro odpor statoru je opět nevhodnější frekvence 50Hz a pro indukčnost L_q již nejlépe vycházela frekvence 800Hz. Jako referenční hodnoty pro oba parametry uvažuji hodnoty získané s frekvenčních charakteristik. Nicméně jak bylo řečeno v předchozí kapitole, hodnoty získané přechodovou charakteristikou jsou zatíženy chybou odečtu časové konstanty, a proto je považuji za spíše orientační než referenční. Naměřené hodnoty viz *Příloha 1 - Naměřené hodnoty*.

6.8 Měření v uzavřené smyčce

Druhé testování rozšířené frekvenční identifikace parametrů motoru bylo provedeno v uzavřené smyčce, tedy s použitím zpětné vazby pro regulátory proudu. Nyní již bylo potřeba vhodně nastavit parametry regulátorů a také navrhnout diskrétní filtry signálu, které odfiltrují identifikační signál před vstupem do regulátorů. Návrh regulátorů a návrh diskrétních filtrů bude zmíněn v následujících kapitolách této práce.

Pro měření v uzavřené smyčce byly využity poznatky a výsledky z měření v otevřené smyčce. Nejprve byla identifikována d složka motoru. S ohledem na předchozí

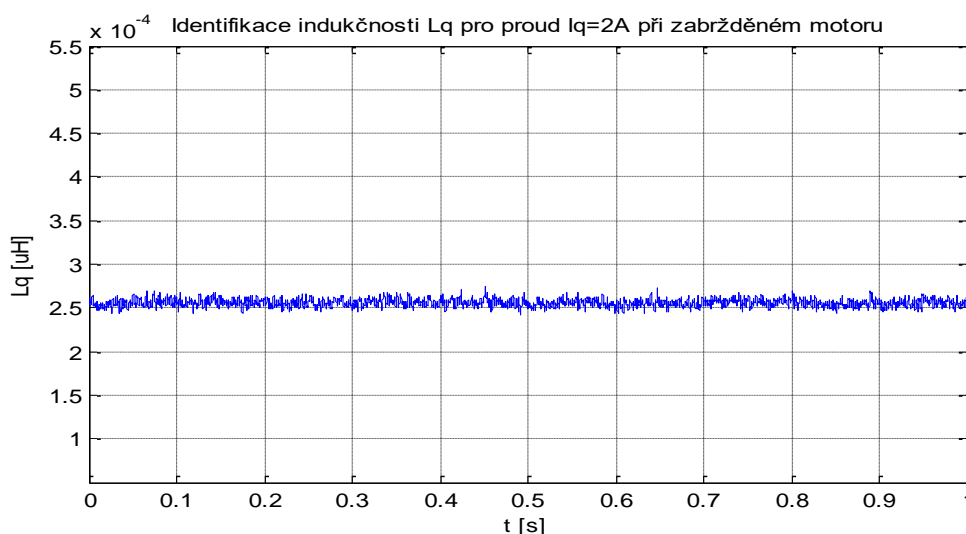
měření byla použita frekvence identifikačního signálu pro získání hodnoty odporu statoru 50Hz a pro indukčnost v podélné složce L_d byla frekvence 800Hz. Amplitudu signálu jsem zvolil 0,6V a offset 0,5V.

Při identifikaci d složky je na vstup regulátoru přiváděna nulová žádaná hodnota proudu I_q . Postupně byla metoda identifikace otestována pro proud I_d od 0,25V do 2V. Při změně frekvence identifikačního signálu z 50Hz na 800Hz bylo potřeba přepojit v Simulinku diskrétní filtry a nastavit parametry regulátorů a program znovu nahrát do prostředí ControlDesk.

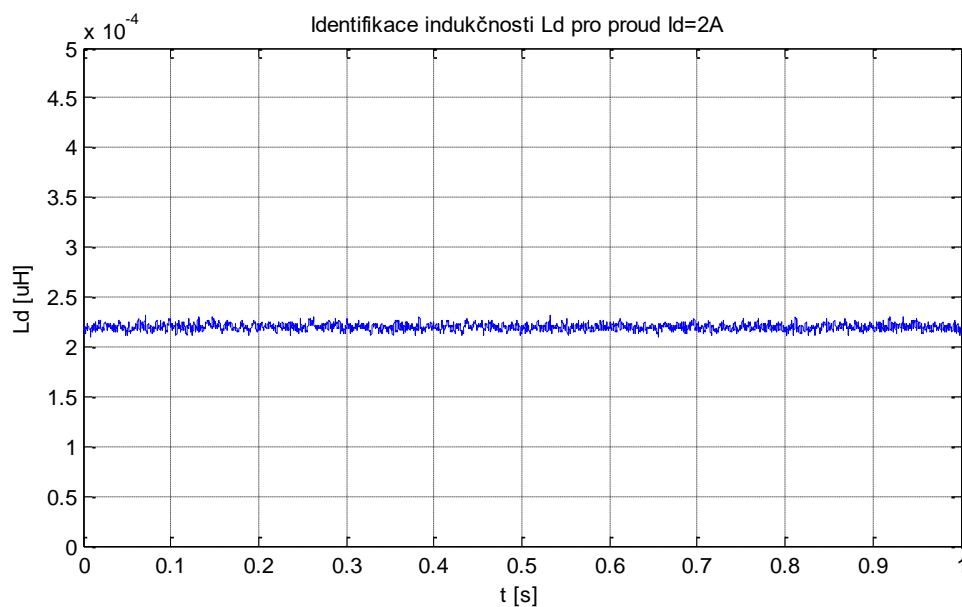
Identifikace v q složce probíhala nejprve při točícím se motoru. Zde jsem zvolil pro identifikaci odporu amplitudu signálu 0.2V, offset 0.5V a frekvenci 50Hz. Proud I_d byl nulový a hodnoty proudu I_q byly od 1V do 4V. Oproti proudu v d složce si zde můžeme dovolit vyšší hodnoty. Proud I_d by neměl být příliš veliký, mohly by se odmagnetovat magnety na rotoru motoru. Měření ukázalo, že metoda frekvenční identifikace je velmi robustní. Se zvyšujícím se proudem I_q se hodnoty odporu prakticky neměnily.

Identifikace indukčnosti byla provedena jak na točícím se motoru, tak i na motoru se zaaretovaným hřídelem. Zde jsem zvolil amplitudu signálu 0.6V, offset 0.5V, frekvenci 800Hz a proud I_q byl opět od 1V do 4V při nulové žádané hodnotě proudu I_d .

Měřením se ukázalo, že indukčnost L_q při točícím se motoru vychází vyšší zhruba o 30 μ H než indukčnost při zaaretovaném motoru. Což přisuzuji proudu I_d , který vlivem otáčení motoru není nulový. Dalším závěrem z naměřených hodnot je, že se zvyšujícím se proudem I_q klesá hodnota indukčnosti L_q i satorového odporu R_s a to jak při motoru, který se otáčí, tak i při zaaretovaném hřídeli. Rozdíl je však dle mého názoru nepatrný. Vezmeme-li hodnotu indukčnosti pro $I_q=1$ V a hodnotu pro $I_q=4$ V indukčnost se liší maximálně do 10 μ H. Ze získaných výsledků vyplývá, že je frekvenční metoda identifikace velmi spolehlivá ať už měříme pro různé proudy, tedy v různých pracovních režimech motoru či zda se motor otáčí nebo je jeho hřídel zabržděný. Na Obr. 6.7 je konstantní průběh indukčnosti v q složce motoru, jejíž hodnota je přibližně 250 μ H.



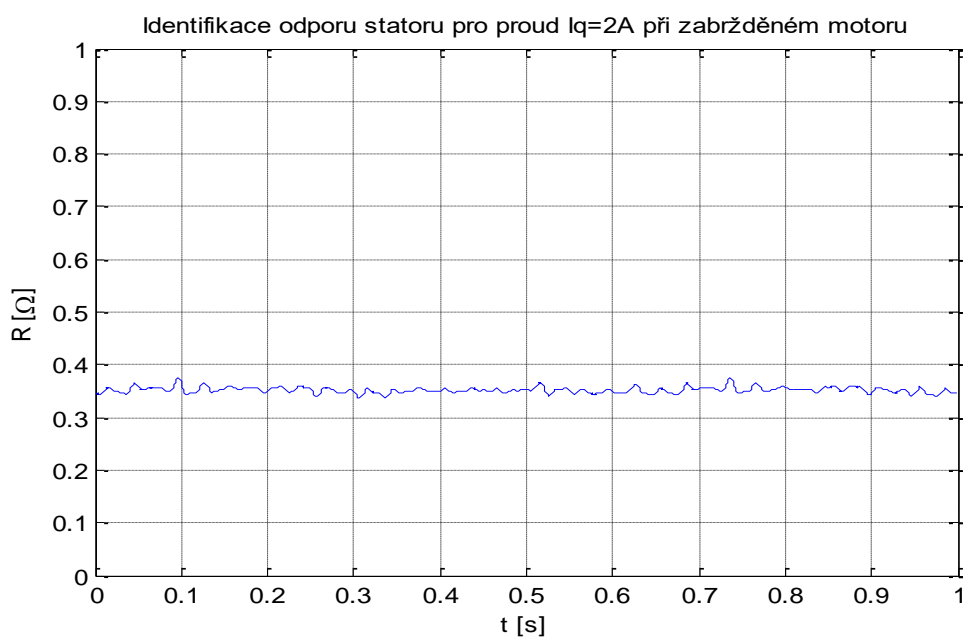
Obr. 6.7 Indukčnost L_q při zabržděném motoru



Obr. 6.8 Indukčnost L_d

Indukčnost L_d vychází o něco nižší než v q složce, pro proud $I_d=2A$ je L_d přibližně $220\mu H$.

Odpor statoru motoru má hodnotu okolo $0,35\Omega$.



Obr. 6.9 Odpor statoru při zabržděném motoru

7 NÁVRH DISKRÉTNÍHO FILTRU

K identifikaci parametrů motoru používáme sinusový signál o frekvenci 50Hz a 800Hz. Ten je však potřeba odfiltrovat ze vstupu do regulátorů. Žádaná hodnota proudu je konstanta a sinusový signál by měl za následek neustálou změnu akčního zásahu regulátorů, což by vedlo k nedosáhnutí ustálené hodnoty požadovaného proudu. Z tohoto důvodu je potřeba navrhnout filtr, který identifikační signál odfiltruje.

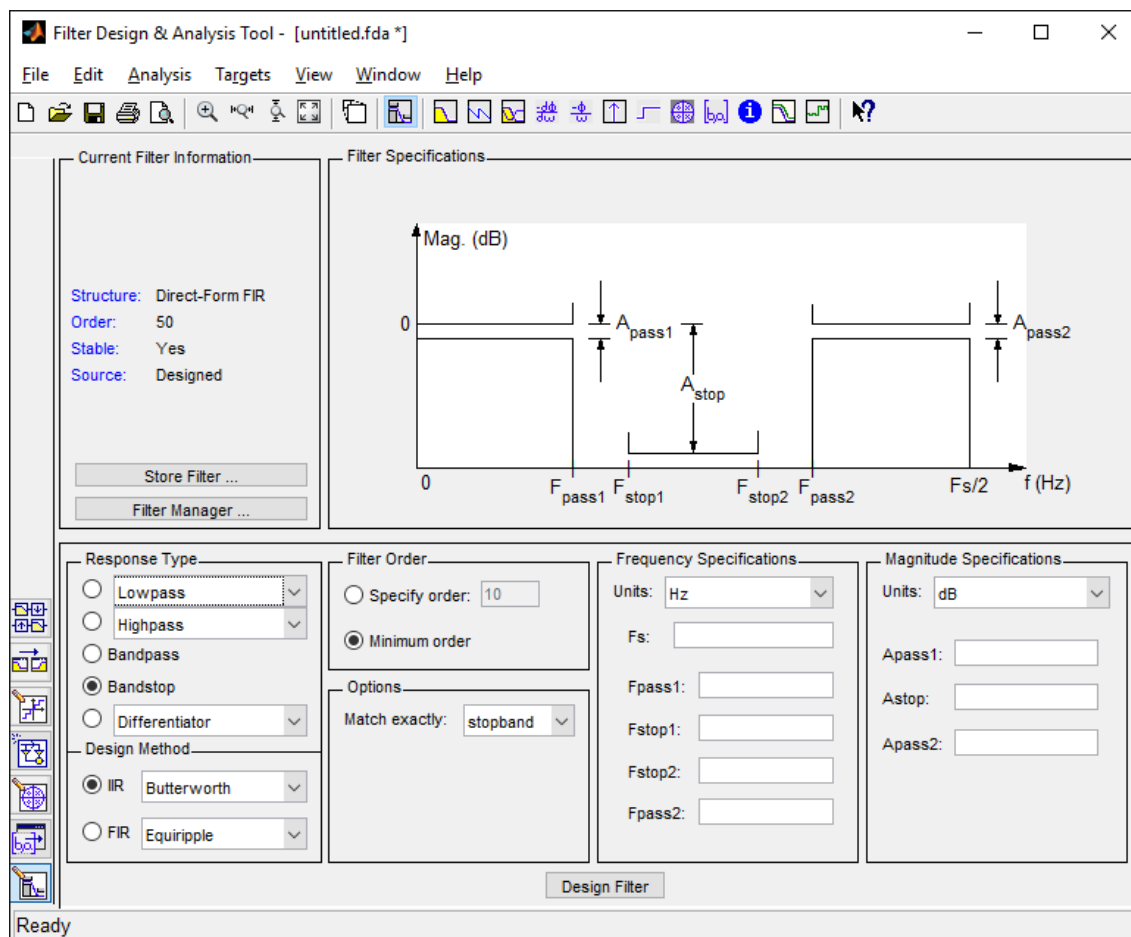
Pro návrh diskrétních filtrů byl použit toolbox v Matlabu FDATool (Filter Design and Analysis Tool). Pro tuto aplikaci bude nejvhodnější použít filtr typu pásmová zádrž (bandstop), která zajistí, že v okolí frekvence, kterou chceme odfiltrovat, má filtr největší útlum. Na *Obr. 7.1* je zobrazen toolbox a nastavení parametrů filtru. V levé části toolboxu máme na výběr typ filtru, jako je například dolní či horní propust nebo pásmová propust a pásmová zádrž. Já jsem použil pásmovou zádrž (bandstop). Další možnost výběru máme mezi IIR a FIR filtrem. FIR (finite impulse response) neboli filtr s konečnou impulzní odezvou je filtr bez zpětné vazby, má mnohem vyšší řád než filtr IIR (infinite impulse response) čili filtr s nekonečnou impulzní odezvou. FIR filtr je však vždy stabilní. Výhodnější bude použití IIR filtru pro výrazně nižší řád a vyšší rychlost odezvy filtru. IIR filtr pracuje vždy alespoň s jednou zpětnovazební smyčkou.

Nyní stačí nastavit parametry filtru, a sice frekvence a zesílení dle znázornění amplitudové frekvenční charakteristiky viz *Obr. 7.1*. Vhodnou volbou frekvencí a zesílení dosáhneme přijatelného řádu filtru. Pro návrh filtru pro 50Hz byly použity tyto parametry:

$$\begin{array}{ll} f_{pass1} = 5Hz & A_{pass1} = 1dB \\ f_{stop1} = 20Hz & A_{stop} = 20dB \\ f_{pass2} = 70Hz & A_{pass2} = 1dB \\ f_{stop2} = 500Hz & f_s = 16kHz \end{array}$$

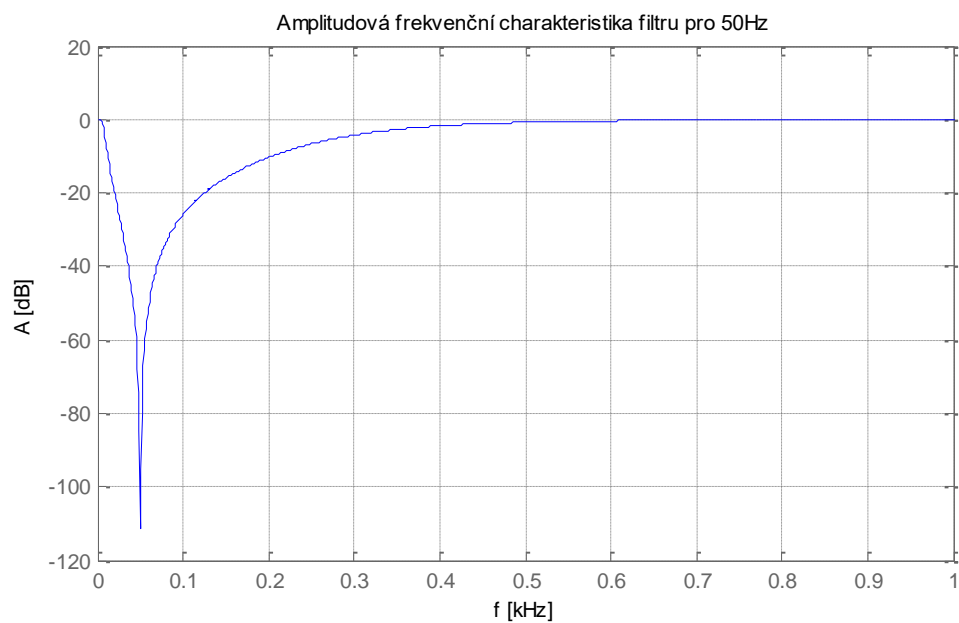
a pro návrh filtru pro 800Hz tyto parametry:

$$\begin{array}{ll} f_{pass1} = 40Hz & A_{pass1} = 1dB \\ f_{stop1} = 450Hz & A_{stop} = 5dB \\ f_{pass2} = 5000Hz & A_{pass2} = 1dB \\ f_{stop2} = 6500Hz & f_s = 16kHz \end{array}$$

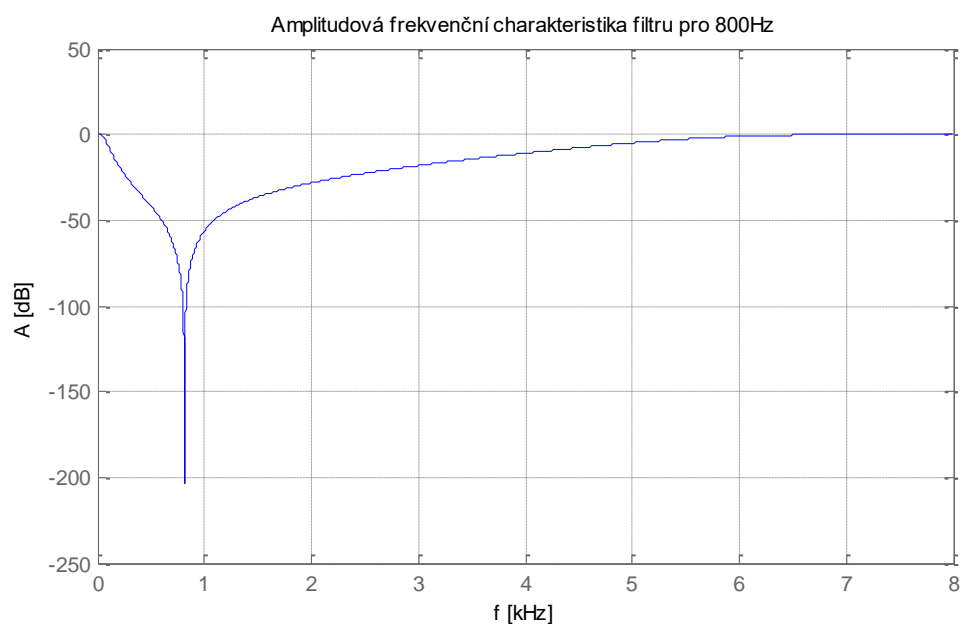


Obr. 7.1 FDATool pro návrh diskrétního filtru

Oba navržené filtry jsou 4. řádu. Na Obr. 7.2 a Obr. 7.3 jsou amplitudové frekvenční charakteristiky obou diskrétních filtrů. U obou je útlum pro danou frekvenci větší než 60dB.



Obr. 7.2 Amplitudová frekvenční charakteristika filtru pro 50Hz



Obr. 7.3 Amplitudová frekvenční charakteristika filtru pro 800Hz

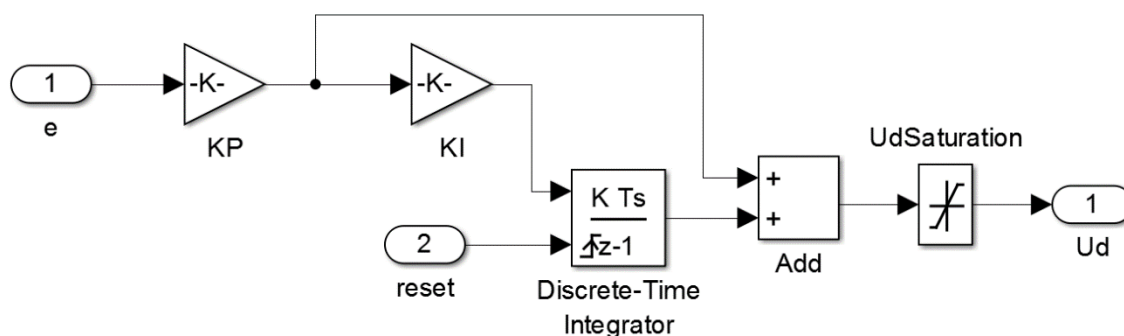
8 NÁVRH PI REGULÁTORU PROUDU

K návrhu obecně jakéhokoliv regulátoru je potřeba znát model soustavy, tudíž její parametry. Díky identifikaci jsou parametry motoru k dispozici a mohl by se navrhnout regulátor. Problém je však v tom, že se jedná o systém prvního řádu. Většina metod však počítá se systémy vyšších řádů. Diskrétní filtr ve zpětné vazbě regulátoru, sloužící k odstranění identifikačního signálu z regulační odchylky návrh regulátoru taktéž neusnadní. Filtr změní soustavu a bylo by třeba navrhnout regulátor na výrazně složitější systém. V praxi se navíc jedná o diskrétní soustavu s diskrétním filtrem, čímž se návrh stává složitějším. V tomto případě bude vhodnější nalézt parametry regulátoru ručně. Domnívám se, že je tento způsob návrhu regulátoru v praxi často využíváný. Zvláště pak pokud je soustava prvního řádu. Přistupujeme k systému jako k černé krabici o neznámém obsahu. Častokrát narazíme na systém, který nejsme schopni popsat přenosovou funkcí a tudíž ani určit jeho parametry k nastavení regulátoru.

Využijeme přechodovou charakteristiku. Přivedeme na vstup systému jednotkový skok a sledujeme odezvu systému na výstupu. Pokud známe odezvu na známý vstupní signál, můžeme začít s ručním nastavováním regulátoru. Na

Obr. 8.1. je PI regulátor a jeho přenos vypadá takto:

$$F(p) = K_p \left(1 + K_i \frac{1}{p} \right) \quad (68)$$



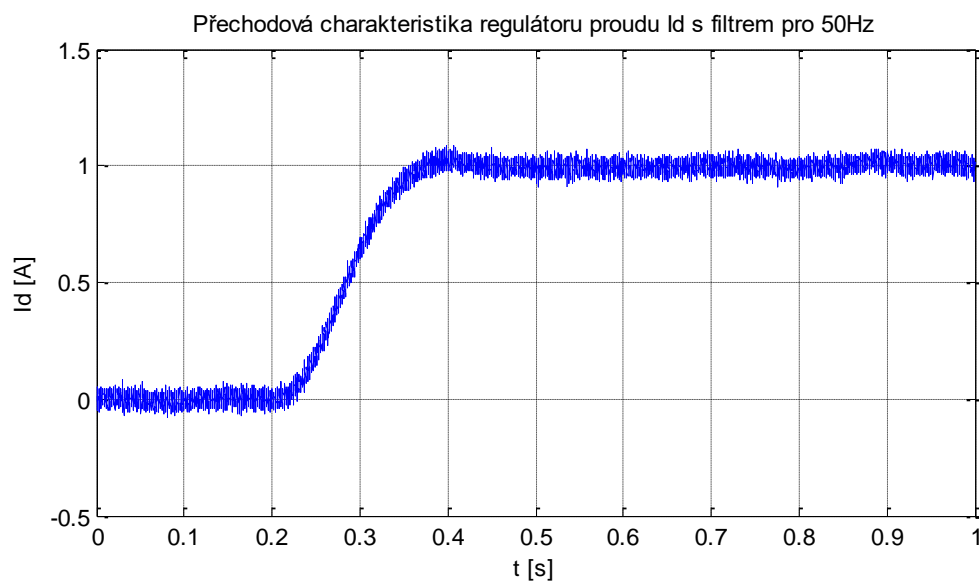
Obr. 8.1 PI regulátor

Resetování diskrétního integrátoru slouží k tomu, aby integrátor začínal na začátku experimentu vždy se stejnou počáteční podmínkou. Blok saturace zaručí, aby nebyl překročen maximální proud motoru.

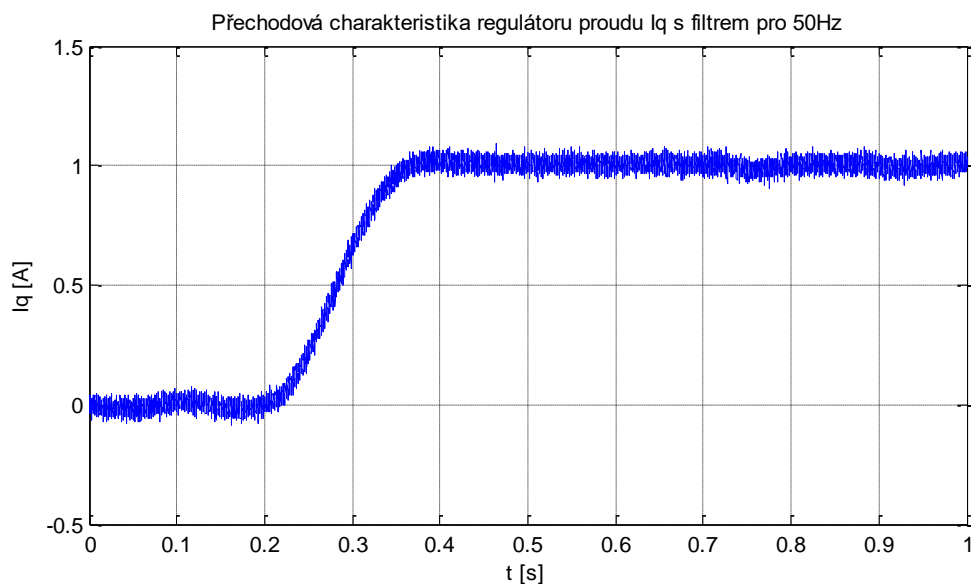
Postup návrhu regulátoru je následující:

- 1) vyřadíme integrační složku, tedy $K_I=0$
- 2) zvyšujeme proporcionální zesílení K_P , dokud nejsme spokojeni s průběhem na výstupu
- 3) začneme zvyšovat zesílení K_I , tím zrychlíme přechodový děj, avšak příliš velká hodnota K_I způsobí překmit žádané veličiny

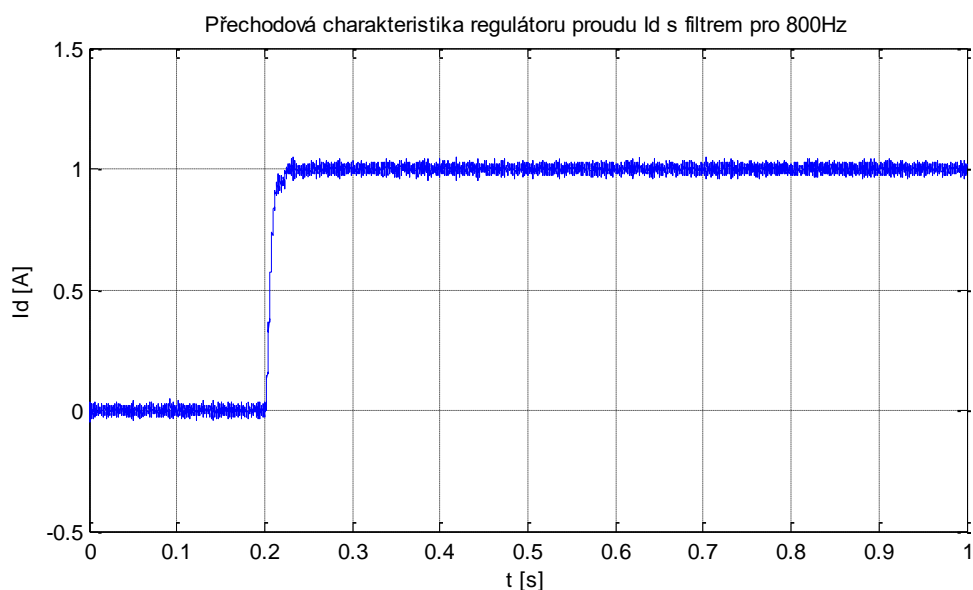
Přidáním filtrů do blokového schéma identifikace motoru se změní přenosová funkce soustavy. Je tedy potřeba nastavovat parametry obou regulátorů spolu se zapojenými filtry ve zpětné vazbě.



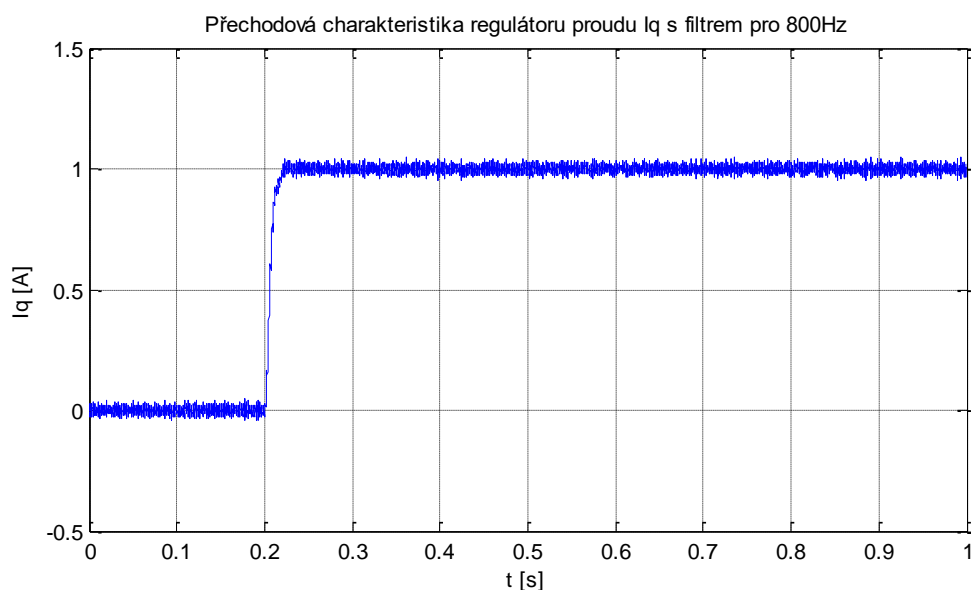
Obr. 8.2 Přechodová char. proudu I_d s filtrem 50Hz



Obr. 8.3 Přechodová char. proudu I_q s filtrem 50Hz



Obr. 8.4 Přechodová char. proudu I_d s filtrem 800Hz



Obr. 8.5 Přechodová char. proudu I_q s filtrem 800Hz

Grafy zobrazují přechodové charakteristiky regulátorů obou proudů (I_q , I_d) pro oba filtry (50Hz, 800Hz). Jak můžeme vidět přechodové charakteristiky pro proud I_q a I_d pro daný filtr jsou téměř totožné. Oba regulátory mají stejné parametry, i když identifikací byly parametry motoru v jednotlivých složkách nepatrně rozdílné. Dle mého názoru a dle naměřených přechodových charakteristik lze pro regulátor proudu I_q použít stejné parametry jako pro regulátor proudu I_d . Z grafů vyplývá, že použití filtru pro 50Hz výrazně zpomalí systém a to zhruba desetkrát oproti filtru pro 800Hz, kde je doba ustálení žádané veličiny přibližně 0,02s.

Parametry regulátorů jsou pro filtr pro 50Hz:

$$KI = 0,006$$

$$KP = 850$$

a pro filtr pro 800Hz jsou parametry regulátorů:

$$KI = 0,15$$

$$KP = 400$$

Ruční nastavování parametrů regulátoru se ukázalo jako velmi rychlé a účinné. Domnívám se, že by byl výpočet zbytečně zdlouhavý a nevedl by ke správným hodnotám pro nastavení regulátorů kvůli složitosti přenosové funkce.

ZÁVĚR

Úkolem bakalářské práce bylo seznámit se a získat přehled o vylepšené frekvenční metodě identifikace parametrů motoru. Nejdříve bylo zapotřebí zjistit si informace o motoru s permanentními magnety. Jak pracuje, jak je konstruován, jak se řídí. Tímto se zabývá práce v úvodní části. Výhodou synchronních motorů s permanentními magnety je právě jejich buzení. Odpadá budící vinutí a s ním spojené ztráty a také hmotnost motoru. Motory s permanentními magnety mají široké uplatnění, ať už jako servopohony, nebo aktivní krokové motory v řadě aplikací. Nezbytností pro řízení nebo regulaci motoru je znát jeho parametry. K identifikaci parametrů slouží řada metod. Zadáním této bakalářské práce byla vylepšená frekvenční metoda identifikace. Dále bylo potřeba pochopit řízení motoru s permanentními magnety. Tuto problematiku se snaží osvětlit další část této práce. Řízení motoru je možné více způsoby. Z mého pohledu je nejlepší vektorové řízení v (d, q) souřadnicích. Díky tomu, že jsou vektory d a q konstantní, je regulace mnohem snazší než s při řízení v (α, β) souřadnicích. Samotné transformace mezi jednotlivými souřadnicovými systémy nejsou nikterak složité. Využívá se znalostí goniometrických funkcí a sčítání vektorů. Díky transformacím můžeme následně řídit třífázový motor konstantním proudem I_d a I_q .

Princip frekvenční metody identifikace je následující: do identifikovaného motoru se přivede známý sinusový signál o známé frekvenci a amplitudě a modifikovaný signál vystupující z motoru se analyzuje na základě odvozených funkcí. Vylepšená frekvenční metoda spočívá v použití korelace, tzn. identifikovaný signál se vynásobí funkcí \sin a \cos a až následně se vyhodnotí signál pomocí odvozených funkcí pro každou složku. Výsledkem je metoda identifikace pro 2 parametry motoru. Soustava má přenos prvního řádu, kde v čitateli máme zesílení odpovídající převrácené hodnotě odporu statoru a ve jmenovateli je časová konstanta, která odpovídá podílu indukčnosti a odporu motoru. Dosazením přenosu motoru do odvozených funkcí metody získáváme hodnoty odporu a indukčnosti motoru. Zmíněné odvození a výpočet pro získání odporu a indukčnosti bylo jednou ze složitějších částí práce.

Další část práce se zabývá simulačním ověřením metody pomocí modelu v prostředí Simulink. Nejdříve byla testována funkčnost metody na přenosu setrvačného članku prvního řádu se zadanými parametry. Další krok byla aplikace metody na úplný matematický model motoru. Ten jsem měl spolu s bloky transformací k dispozici z předchozích projektů. Z testování vyplynulo, že pro identifikaci odporu motoru je vhodnější použít nižší frekvenci identifikačního signálu, oproti tomu indukčnosti vycházeli s menší chybou pro vyšší frekvence. Identifikace se tedy provedla dvakrát, nejprve s frekvencí 50Hz pro odpor a následně s frekvencí 800Hz pro identifikaci indukčnosti. Testování bylo provedeno pro různé amplitudy identifikačního signálu a jeho stejnosměrný offset. Dále pro různé pracovní body motoru, tzn. pro různé řídicí proudy. Identifikace byla testována jak při zastaveném motoru, tak při volném otáčení hřídele. Po simulacích jsem došel k závěru, že metoda pracuje s chybou do 10%. Z měření na reálném motoru se ukázala metoda identifikace velmi spolehlivá. Největší vliv na hodnotu parametrů má podle naměřených hodnot stejnosměrný offset identifikačního

signálu. Vlivem zvyšování řídicích proudů parametry motoru mírně klesají. Výsledky parametrů z přechodových charakteristik se celkem shodují s hodnotami získanými frekvenční metodou. Avšak více bych věřil výsledkům z frekvenční analýzy, protože přechodová charakteristika je závislá na správném odečtu časové konstanty, což vnáší značnou chybu do výsledků parametrů. Odpor statoru vycházel v obou případech, tedy v d i q složce pro frekvenční analýzu přibližně $0,35\Omega$. Indukčnosti pak zhruba $L_d=220\mu H$ a $L_q=250\mu H$.

V poslední části této práce je návrh PI regulátoru. Jeho parametry byly hledány ručně. Ruční nastavování parametrů regulátoru se ukázalo jako velmi rychlé a účinné. V úplném závěru je pak návrh diskrétních filtrů, který je nezbytný pro správný chod regulátorů. Je potřeba odfiltrovat identifikační signál vstupující do regulátorů. Filtry byly navrženy pomocí toolboxu `fdatoool`, který je součástí Matlabu. Naměřením přechodových charakteristik jsem zjistil, že filtr pro 50Hz je zhruba desetkrát pomalejší než filtr pro 800Hz, jehož doba ustálení činila 0,02s. Filtr tedy zpomalí regulovaný systém. Pro regulaci proudů motoru je však doba přechodu i tak dostatečně malá.

Jedním z cílů této práce bylo seznámit se a následně aplikovat frekvenční metodu identifikace parametrů motoru na model motoru, což se podařilo již v semestrální práci. Hlavním úkolem bylo však otestovat identifikaci na reálném motoru. Během testování na motoru nenastal žádný zásadní problém. Nejpracnější bylo získat co možná nejkomplexnější hodnoty parametrů pro různá nastavení, což zabralo poměrně dost času. Nakonec se podařilo splnit zadání této práce a získat tak přehled o identifikování parametrů motoru s relativně přesnými výsledky měření.

LITERATURA

- [1] KANG, Jun. *Řízení motorů s permanentními magnety bez snímačů otáček*. [online]. [cit. 2015-12-28]. Dostupné z: <http://www.controlengcesko.com/hlavni-menu/artikuly/artikul/article/rizeni-motoru-s-permanentnimi-magnety-bez-snimacu-otacek/>.
- [2] *Pohony s motory s permanentními magnety, reluktančními motory, krokové motory*. [online]. [cit. 2015-12-28]. Dostupné z: http://motor.feld.cvut.cz/sites/default/files/predmety/A1M14PO2/Prednaska_6_Spec_pohony.pdf
- [3] PZK International Cooperations [online]. [cit. 2015-12-31]. Dostupné z: <http://www.pzk.cz/cz/permanentni-magnety>
- [4] LEPKA, Jaroslav, STEKL, Petr, *3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100 or 56F8300 Device*. [online]. [cit. 2015-12-31]. Dostupné z: <http://cache.freescale.com/files/product/doc/AN1930.pdf>
- [5] SODERSTROM T., STOICA P., *System Identification*. Uppsala. 2001.
- [6] NEBORÁK, Ivo. *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Vysoká škola Báňská - technická univerzita Ostrava. 2002
- [7] BLAHA, P. *Modelování a identifikace. Neparametrické metody identifikace*. Vysoké učení technické v Brně. 2014
- [8] VESELÝ, I.; POHL, L. *Parameters identification of PMSM through Hammerstein model. In Proceedings of the IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Vídeň. 2013. s. 3027-3032. ISBN: 978-1-4799-0223-1.
- [9] VESELÝ, I.; ZÁMEČNÍK, D.; ŠÍR, M. *Quadrature inductance identification using the improve frequency analysis. In Annals of DAAAM for 2011 & Proceedings*. Vídeň, Rakousko: DAAAM International Vienna, 2011. s. 847-848. ISBN: 978-3-901509-83- 4.
- [10] BK PRECISION [online]. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://www.bkprecision.com/products/dc-electronic-loads/8500-300-w-programmable-dc-electronic-load.html>

[11] dSpace [online]. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z:

<https://www.dspace.com/en/inc/home/products/hw/singbord/ppconbo.cfm>

[12] TG drives [online]. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z:

<http://www.tgdrives.cz/servomotory/servomotory-rady-tgt/>

[13] JAKSCH, Ivan. *Číslicové měřicí systémy. Číslicové filtry*. Technická univerzita v Liberci. 2012

[14] ASTROM, K.J. *Lectures on System Identification Chapter 3. Frequency Response Analysis*. Lund Institute of Technology. 1975

SEZNAM ZÁKLADNÍHO POUŽITÉHO OZNAČENÍ

Značky a symboly použité v této práci

R_s	[Ω]	statorový odpor
L_s	[H]	náhradní indukčnost motoru
E	[V]	indukované napětí
I_s	[A]	vektor proudu statoru
Φ_F	[Wb]	magnetický tok permanentních magnetů
U_s	[V]	vektor napájecího napětí
i_d	[A]	proud v podélné složce (direct)
i_q	[A]	proud v kolmé složce (quadrature)
ω	[rad/s]	úhlová rychlost rotoru
I_d	[A]	proud motoru ve složce d
I_q	[A]	proud motoru ve složce q
δ	[°]	úhel mezi složkami d a q, pro největší moment musí být 90°
p	[-]	Laplaceův operátor
Ω_m	[rad/s]	mechanická úhlová rychlost
M_e	[Nm]	elektromagnetický moment
M_L	[Nm]	zátěžný moment
J_c	[kg m ²]	celkový moment setrvačnosti
F	[-]	přenosová funkce
u_a	[V]	napětí fáze a

u_b	[V]	napětí fáze b
u_c	[V]	napětí fáze c
u_α	[V]	napětí fáze α
u_β	[V]	napětí fáze β
φ	[°]	proměnný úhel mezi souřadnicovými systémy (α, β) a (d, q)
u_d	[V]	napětí fáze d
u_q	[V]	napětí fáze q
A	[A]	amplituda vstupního signálu
B	[A]	amplituda výstupního signálu
φ	[°]	fázový posuv výstupního signálu
ω	[rad/s]	úhlová frekvence signálu
L	[H]	indukčnost motoru
L_d	[H]	indukčnost motoru v d složce
L_q	[H]	indukčnost motoru v q složce
K	[S]	zesílení přenosové funkce motoru, odpovídá $1/R_s$
T_s	[s]	časová konstanta motoru, odpovídá L/R_s
$e(t)$	[-]	bílý šum
T	[s]	perioda
α, β	[°]	pomocné úhly pro práci se vzorci
T_c	[s]	perioda splňující podmínku $2\pi/\omega$
ω_c	[rad/s]	úhlová frekvence $2\pi/T_c$
f_s	[Hz]	vzorkovací frekvence
KP	[-]	zesílení proporcionální složky PI regulátoru
KI	[-]	zesílení integrační složky PI regulátoru
d	[-]	počet kroků na periodu
τ	[s]	časová konstanta
f	[Hz]	frekvence signálu
f_{pass}	[Hz]	frekvence, kterou propustí filtr
f_{stop}	[Hz]	frekvence, kterou filtr odfiltruje
A_{pass}	[dB]	zesílení signálu, který projde filtrem
A_{stop}	[dB]	zesílení signálu, který filtr potlačí
ψ_d, ψ_q	[Wb]	magnetický tok d a q složky motoru
ψ_f	[Wb]	budící magnetický tok

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1 Konstrukce motoru s permanentními magnety [1]	9
Obr. 2.2 Náhradní schéma motoru s permanentními magnety.....	10
Obr. 2.3 Fázorový diagram	11
Obr. 2.4 Blokové schéma synchronního motoru s permanentními magnety	13
Obr. 2.5 Setrvačný člen prvního řádu.....	13
Obr. 3.1 Clarkové transformace	14
Obr. 3.2 Parkova transformace.....	16
Obr. 4.1 Vylepšená frekvenční metoda identifikace	17
Obr. 5.1 Testování frekvenční metody identifikace v prostředí Simulink	26
Obr. 5.2 Závislost relativní chyby odporu na frekvenci identifikačního signálu	27
Obr. 5.3 Závislost relativní chyby indukčnosti na frekvenci identifikačního signálu.....	27
Obr. 5.4 Aplikace metody rozšířené frekvenční analýzy na úplný model elektrického motoru v prostředí Simulink.....	29
Obr. 6.1 Blokové schéma hardwarového zapojení.....	30
Obr. 6.2 Střídavý synchronní servomotor [12]	30
Obr. 6.3 BK Precision 8500 programovatelná elektrická zátěž [10].....	31
Obr. 6.4 Řídící deska DS1103 PPC Controller Board [11].....	32
Obr. 6.5 Přechodová charakteristika proudu motoru I_d	33
Obr. 6.6 Přechodová charakteristika proudu motoru I_q	34
Obr. 6.7 Indukčnost L_q při zabrzděném motoru	36
Obr. 6.8 Indukčnost L_d	37
Obr. 6.9 Odpor statoru při zabrzděném motoru	37
Obr. 7.1 FDATool pro návrh diskrétního filtru.....	39
Obr. 7.2 Amplitudová frekvenční charakteristika filtru pro 50Hz.....	40
Obr. 7.3 Amplitudová frekvenční charakteristika filtru pro 800Hz	40
Obr. 8.1 PI regulátor	41
Obr. 8.2 Přechodová char. proudu I_d s filtrem 50Hz	42
Obr. 8.3 Přechodová char. proudu I_q s filtrem 50Hz	42
Obr. 8.4 Přechodová char. proudu I_d s filtrem 800Hz	43
Obr. 8.5 Přechodová char. proudu I_q s filtrem 800Hz	43

obrázky v příloze 2

Obr. 0.1 Fázové proudy I_a , I_b , I_c	55
Obr. 0.2 Měření napětí DC bus	55
Obr. 0.3 Zarovnání rotoru	56
Obr. 0.4 Řízení motoru	57
Obr. 0.5 Identifikace parametrů	58
Obr. 0.6 Měření otáček motoru	58
Obr. 0.7 Transformace proudů ze souřadného systému A,B,C do d,q.....	59

PŘÍLOHA 1 - NAMĚŘENÉ HODNOTY

Parametry d složky v otevřené smyčce

pro $U_{sin} = 0,2V_{p-p}$ a frekvenci 50Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,22	0,377	0,357	0,347	0,342	0,342
Id [A]	0,8	1,4	1,65	2	2,3	2,5
Ld [μH]	480	252	247	250	242	243

pro $U_{sin} = 0,2V_{p-p}$ a frekvenci 200Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,24	0,348	0,325	0,314	0,312	0,309
Id [A]	0,5	1,3	1,55	1,8	2,2	2,4
Ld [μH]	290	247	248	247	245	246

pro $U_{sin} = 0,2V_{p-p}$ a frekvenci 400Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,03	0,236	0,23	0,21	0,21	0,22
Id [A]	0,35	1,1	1,4	1,7	2	2,3
Ld [μH]	275	245	235	239	238	239

pro $U_{sin} = 0,2V_{p-p}$ a frekvenci 800Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	-0,7	-0,1	-0,1	-0,2	-0,13	-0,19
Id [A]	0,35	1	1,2	1,4	1,8	2,1
Ld [μH]	230	220	220	220	220	216

pro $U_{sin} = 0,6V_{p-p}$ a frekvenci 50Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,298	0,301	0,305	0,32	0,352	0,355
Id [A]	2	2,5	2,75	3	3,3	3,6
Ld [μH]	304	300	304	305	285	252

pro $U_{sin} = 0,6V_{p-p}$ a frekvenci 200Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,248	0,256	0,282	0,332	0,32	0,315
Id [A]	1,45	2,1	2,4	2,8	3	3,3
Ld [μH]	270	266	265	251	247	247

pro $U_{sin} = 0,6V_{p-p}$ a frekvenci 400Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,09	0,167	0,24	0,225	0,22	0,214
Id [A]	0,9	1,6	2	2,3	2,6	2,8
Ld [μH]	270	258	243	243	238	238

pro $U_{sin} = 0,6V_{p-p}$ a frekvenci 800Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	-0,23	-0,15	-0,15	-0,17	-0,13	-0,16
Id [A]	0,5	1,4	1,6	1,9	2,2	2,5
Ld [μH]	240	228	220	224	220	218

Parametry q složky v otevřené smyčce

pro $U_{sin} = 0,2V_{p-p}$ a frekvenci 50Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,225	0,365	0,336	0,328	0,329	0,329
Lq [μH]	400	270	260	254	252	254
Iq [A]	0,9	1,4	1,8	2,1	2,35	2,6

pro $U_{sin} = 0,2V_{p-p}$ a frekvenci 200Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,1	0,33	0,3	0,3	0,3	0,3
Lq [μH]	320	268	256	253	257	257
Iq [A]	0,6	1,3	1,9	2,3	2,5	3,1

pro $U_{sin} = 0,2V_{p-p}$ a frekvenci 400Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,03	0,24	0,2	0,19	0,2	0,18
Lq [μH]	290	257	251	246	247	242
Iq [A]	0,5	1,15	1,4	1,75	2,05	2,35

pro $U_{sin} = 0,2V_{p-p}$ a frekvenci 800Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	-0,1	-0,24	-0,2	-0,24	-0,18	-0,19
Lq [μH]	245	238	228	227	220	218
Iq [A]	0,5	1	1,3	1,6	1,9	2,1

pro $U_{sin} = 0,6V_{p-p}$ a frekvenci 50Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,293	0,296	0,3	0,307	0,343	0,335
Lq [μH]	300	296	295	295	269	266
Iq [A]	2	2,6	3	3,2	3,4	3,8

pro $U_{sin} = 0,6V_{p-p}$ a frekvenci 200Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,248	0,257	0,27	0,317	0,309	0,3
Lq [μH]	280	278	275	265	262	260
Iq [A]	1,5	2,1	2,5	2,8	3,1	3,4

pro $U_{sin} = 0,6V_{p-p}$ a frekvenci 400Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	0,11	0,18	0,22	0,21	0,2	0,21
Lq [μH]	275	267	258	256	254	251
Iq [A]	1	1,6	2,1	2,4	2,6	2,85

pro $U_{sin} = 0,6V_{p-p}$ a frekvenci 800Hz

Udc [V]	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
R [Ω]	-0,45	-0,16	-0,19	-0,16	-0,21	-0,2
Lq [μH]	257	238	235	227	227	224
Iq [A]	0,6	1,4	1,65	2	2,25	2,6

Parametry d složky v uzavřené smyčce

pro $U_{sin}=0,6V_{p-p}$ a frekvenci 50Hz a $U_{dc}=0,5V$

I_d [A]	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2
R [Ω]	0,426	0,417	0,408	0,391	0,376	0,361	0,351	0,342

pro $U_{sin}=0,6V_{p-p}$ a frekvenci 800Hz a $U_{dc}=0,5V$

I_d [A]	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2
L_d [μH]	240	234	228	224	222	220	221	220

Parametry q složky v uzavřené smyčce

pro $U_{sin}=0,2V_{p-p}$ a frekvenci 50Hz a $U_{dc}=0,5V$ a $I_d=0$

I_q [A]	1	1,25	1,5	1,75	2
R [Ω]	0,361	0,384	0,366	0,357	0,352

I_q [A]	2,25	2,5	2,75	3	3,5	4
R [Ω]	0,350	0,351	0,367	0,356	0,362	0,367

pro $U_{sin}=0,6V_{p-p}$ a frekvenci 800Hz a $U_{dc}=0,5V$ a $I_d=0$
měřeno při točícím se motoru

I_q [A]	1	1,25	1,5	1,75	2
L_q [μH]	286	295	291	292	289

I_q [A]	2,25	2,5	2,75	3	3,5	4
L_q [μH]	291	289	291	293	303	297

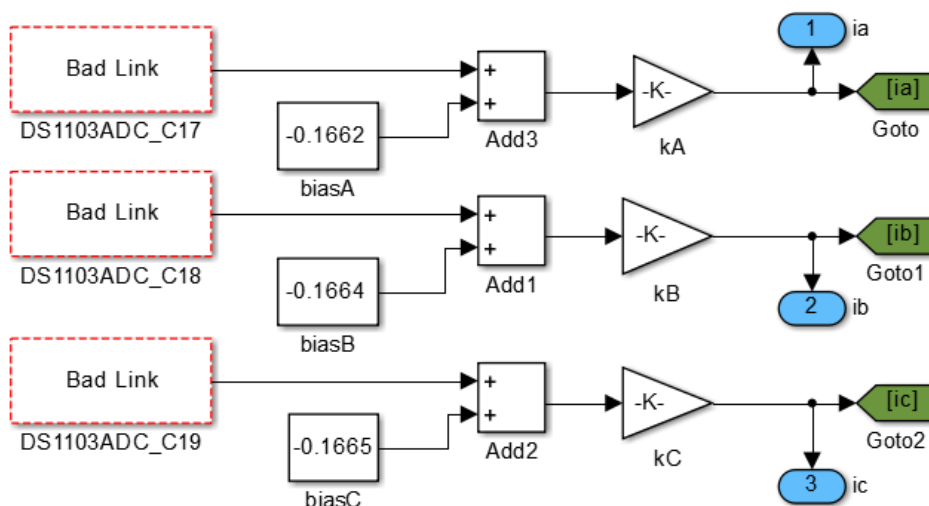
pro $U_{sin}=0,6V_{p-p}$ a frekvenci 800Hz a $U_{dc}=0,5V$ a $I_d=0$
měřeno při zaaretovaném motoru

I_q [A]	1	1,25	1,5	1,75	2
L_q [μH]	259	258	256	256	256

I_q [A]	2,25	2,5	2,75	3	3,5	4
L_q [μH]	256	255	255	254	253	253

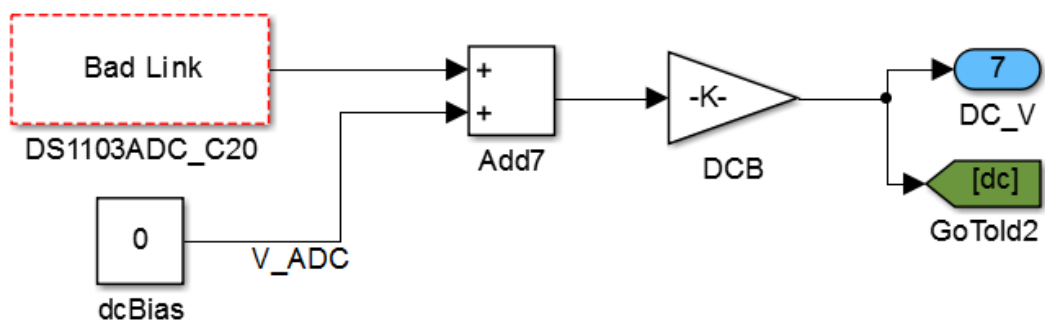
PŘÍLOHA 2 – SCHÉMA SIMULINK

Proudy v souřadnicích A,B,C

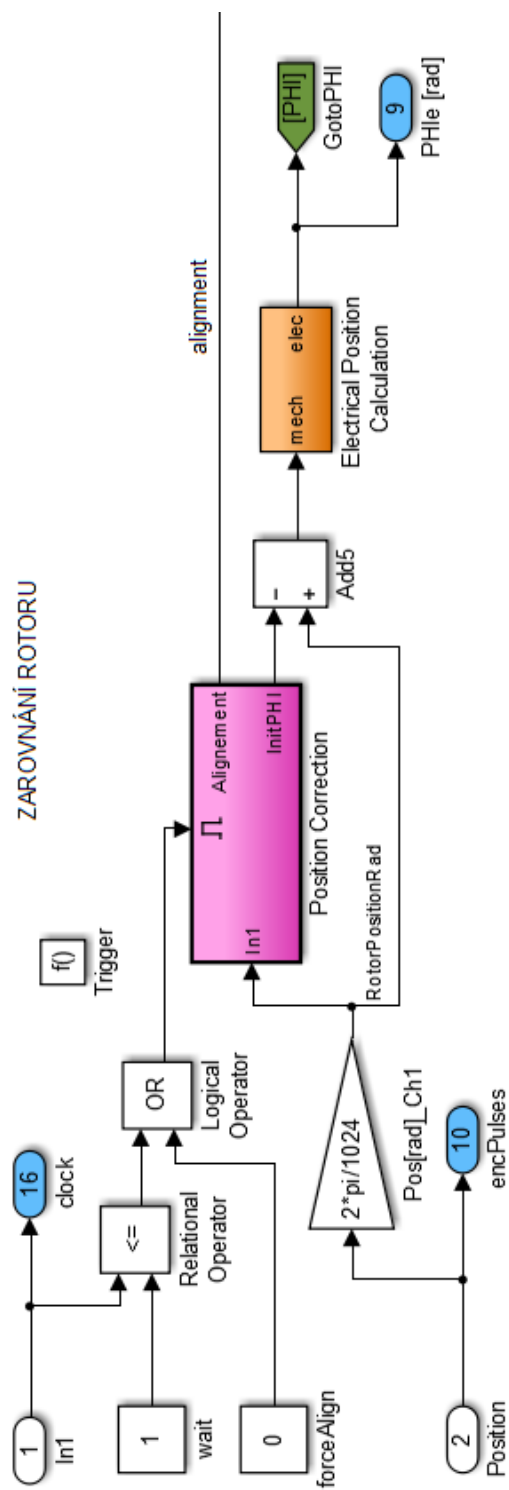


Obr. 0.1 Fázové proudy I_a , I_b , I_c

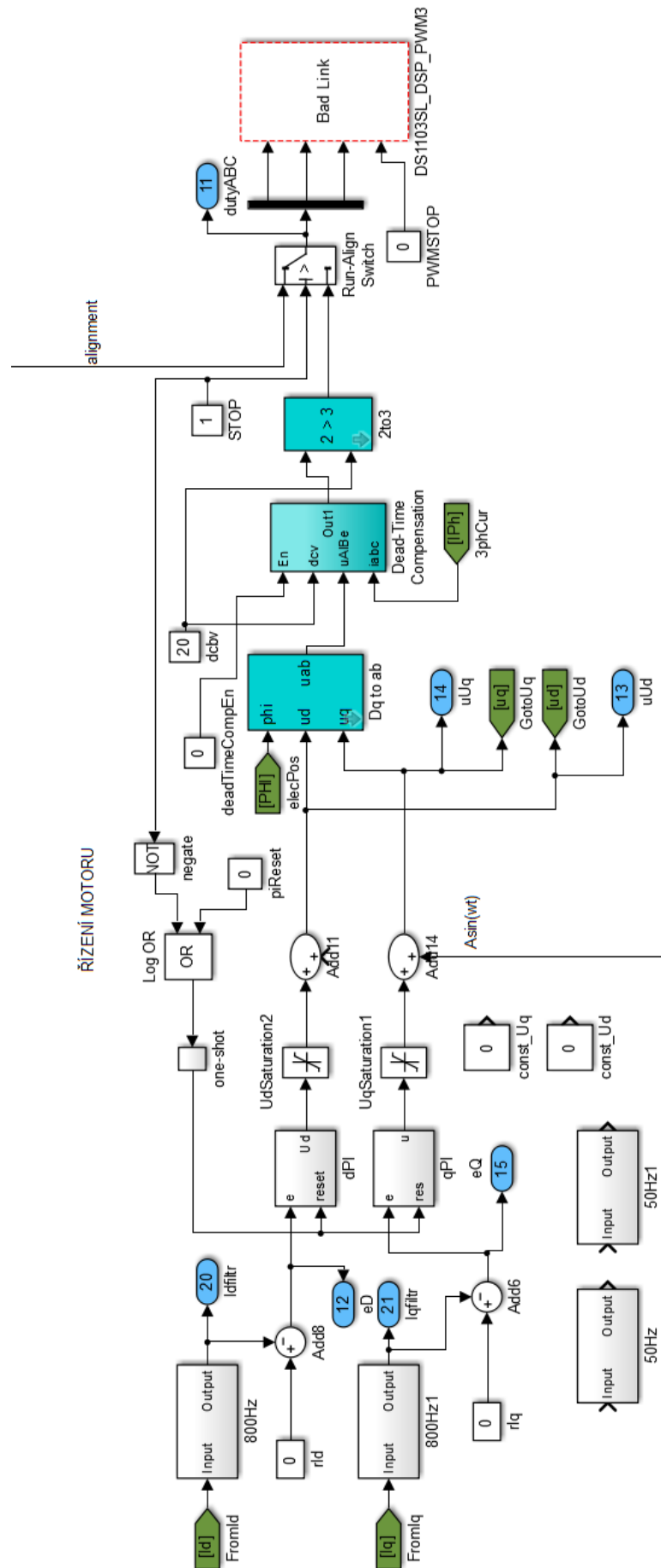
Měření napětí DC bus



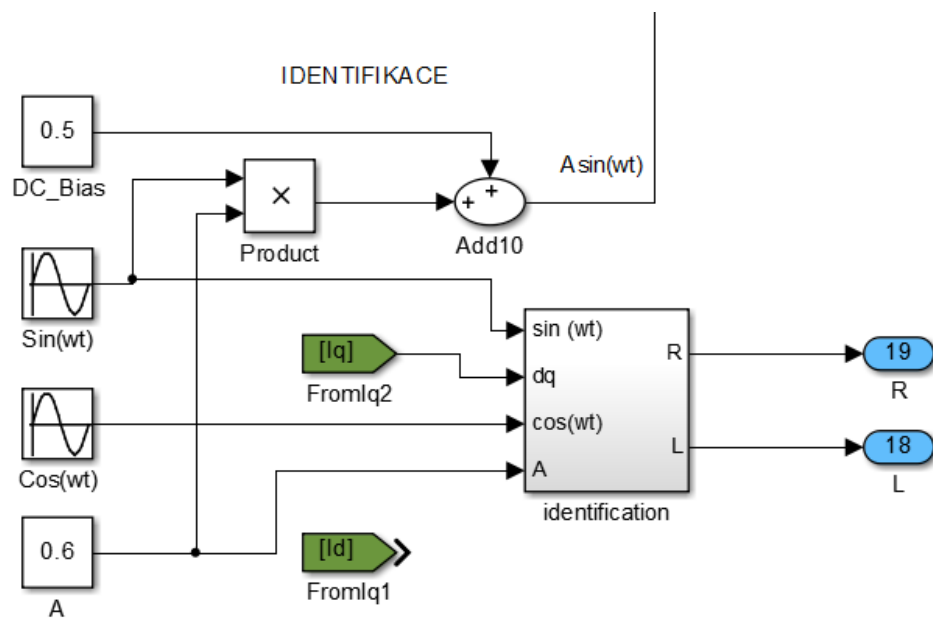
Obr. 0.2 Měření napětí DC bus



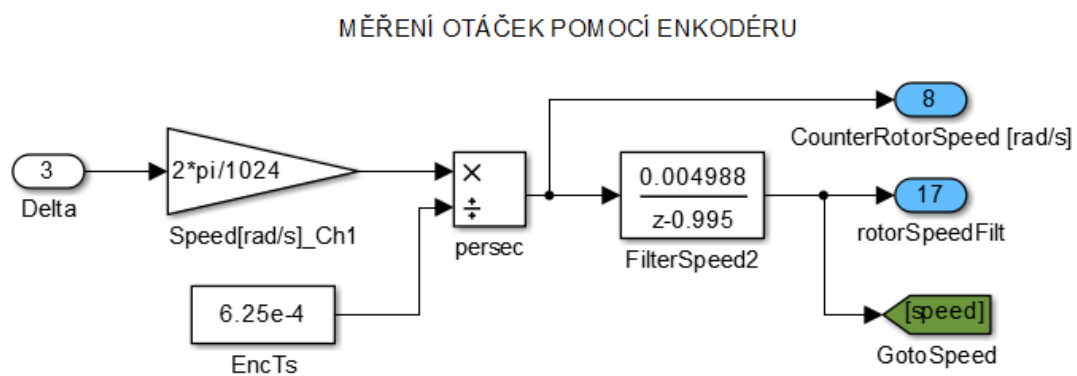
Obr. 0.3 Zarovnání rotoru



Obr. 0.4 Řízení motoru

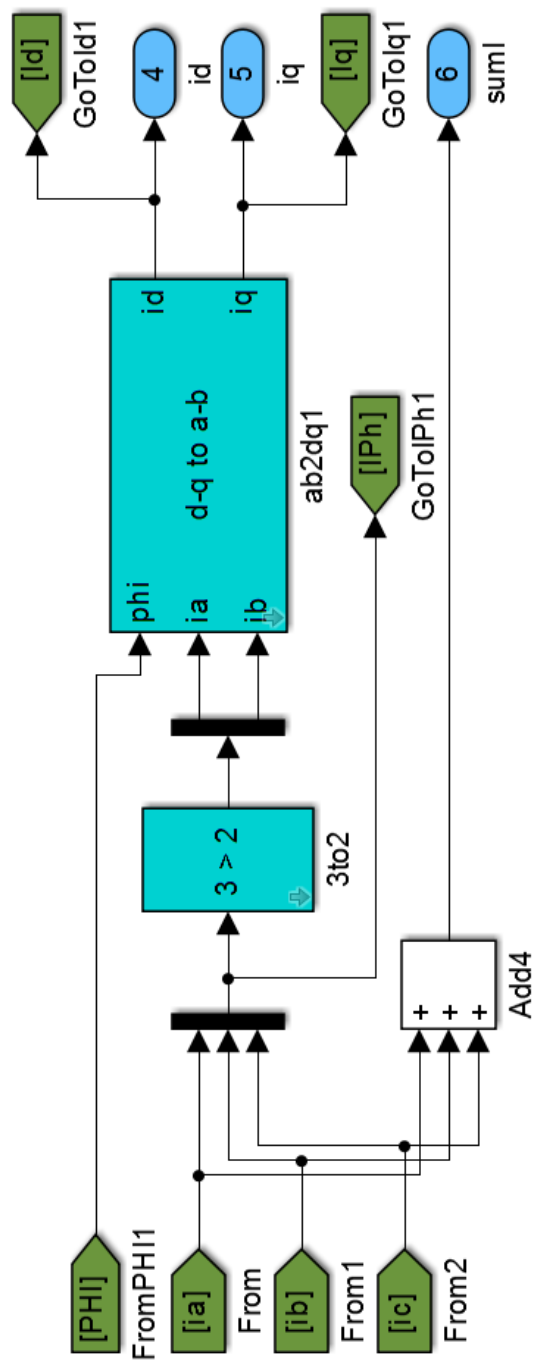


Obr. 0.5 Identifikace parametrů



Obr. 0.6 Měření otáček motoru

Tranformace proudů z A,B,C souřadnic do d,q souřadnic



Obr. 0.7 Transformace proudů ze souřadného systému A,B,C do d,q